

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



Máster en Ingeniería en Telecomunicación

TRABAJO FIN DE MÁSTER

**DISEÑO DE DISTINTAS CONFIGURACIONES DE
FILTROS EN GUÍA DE ONDA PARA APLICACIONES
POR SATÉLITE**



Eduardo Guillermo Moliner Olías de Lima

Tutor: Jorge Alfonso Ruiz Cruz

Febrero 2018

Resumen

El objetivo de este proyecto es el diseño de distintas configuraciones de filtros en guía de onda cuya aplicación esté orientada a las comunicaciones por satélite.

En primer lugar se han realizado distintos diseños de la forma tradicional, en los cuales el tiempo de desarrollo ha sido considerable. Una vez logrados filtros cuya respuesta se ajustara a los requisitos iniciales para cada uno de ellos, se buscó un método para agilizar la etapa de diseño. La interpolación es una herramienta matemática que cumple a priori con lo deseado: reducción de tiempo de diseño y precisión.

Antes de abordar una forma para automatizar el proceso de diseño de filtros, se ha elaborado una comparativa de la precisión que ofrece la interpolación mediante *Splines* y la respuesta real. Una vez verificada la viabilidad de esta alternativa para el diseño de filtros, el siguiente paso ha sido automatizar este proceso para un conjunto amplio de filtros.

Para la automatización se ha necesitado elaborar un *pool* de datos, sobre el cual aplicar la interpolación que dé lugar a resultados válidos. La elección de estos datos también ha sido motivo de estudio en este proyecto.

Se ha diseñado un script cuyos parámetros de entrada son las especificaciones del filtro, y cuya salida son las dimensiones del mismo. Puesto que la respuesta en frecuencia, para los filtros diseñados a partir de este procedimiento se desviaba de la ideal, se ha añadido una etapa más en el diseño, que consiste en optimizar la respuesta.

Finalmente se han extraído conclusiones basadas en distintas comparativas incluidas en el proyecto. Mediante las cuales, se ofrecen alternativas al diseño tradicional de filtros y pasos a seguir para la optimización de los recursos en la ámbito profesional.

Palabras Clave

Filtro, frecuencia de corte, mono-modo, parámetros S, interpolación, automatización, iris, guía de onda

Abstract

The goal of this Project is to design different filters configurations based on waveguide and oriented to satellite communications.

First of all different filters were designed in a traditional way, the time involved in the design was considerable. Once the S parameters response fit the initial requirements for each filter, the next step was to find a faster method. Interpolation is a mathematical tool that offers precision and reduction of design time.

Before starting the automatization, a comparative was made between the real response and the one obtained by the interpolation through *Splines*. Once the viability of *Spline* alternative was verified, the next step was the automatization with a bigger set of filters.

For the automatization process, a *pool* of data where to apply the interpolation was needed. Choose these data was a problem to study in this project.

A script was design, it takes as input the filter requirements, and the output is the dimensions of the filter with the S parameter response. Due to the deviation of the response from the ideal one, an optimization phase was added in order to achieve the requirements.

Finally conclusions were made based on the comparative results shown in this project. Through these conclusions, different alternatives were proposed to the traditional design way, and next steps to be taken for the resources optimization in the professional scope.

Keywords

Filter, cut-off frequency, mono-mode, S parameters, interpolation, automatize, iris, waveguide.

Agradecimientos

Después de varios años de estudio, trabajo y esfuerzo me encuentro ante el último trabajo antes de acabar la carrera. Ha sido un camino largo y duro, pero que volvería a recorrer sin dudarlo. Como ocurre con todo en la vida uno no camina solo, y es a esas personas que me han acompañado durante este tiempo a quien dedico estas líneas.

A mi tutor Jorge, por haber sido paciente conmigo, por haberme escuchado y por haber sido una gran referencia, no solo por su modo de trabajar sino por su forma de actuar, con unos principios claros. Estricto, pero justo.

A mis compañeros por los numerosos baches encontrados en el camino y por cómo hemos sido capaces de levantarnos una y otra vez hasta terminar este camino.

Mis padres que sin duda alguna me han apoyado tanto económicamente como emocionalmente no puedo dejar de agradecerles todo lo que han hecho por mí.

Gracias a todas estas personas este trabajo ha sido posible.

Índice de contenido

1. Introducción	1
1.1 Motivación	1
1.2 Organización de la memoria	2
2. Conceptos Teóricos:	3
2.1 Principios Básicos de filtros	3
2.1.1 Concepto de filtro	3
2.1.2 Tipos de filtros	3
2.1.3 Parámetros S:	4
2.2 Diseño de un filtro paso bajo	6
2.2.1 Elementos concentrados	8
2.3 Guía de Onda	9
2.3.1 Modos de propagación	9
2.3.2 Guía Rectangular	9
2.3.3 Guía Circular	12
2.3.4 Guía Coaxial	13
2.3.5 Impedancia de la guía	14
2.4 Resonador	15
2.5	16
Inversor	16
3. Diseño y Desarrollo Inicial	18
3.1 Requisitos Filtro Paso Banda	18
3.2 Diseño en Guía de Onda Rectangular	20
3.3 Diseño en Guía de Onda Circular	24
3.4 Diseño en Guía de Onda Coaxial	27
4. Automatización	30
4.1 Introducción a la <i>Splines</i>	30
4.2 Comprobación del método <i>Spline</i> para una variable	31
4.3 Elaboración del <i>Pool</i> de datos	34
4.4 Comportamiento del método para 5 variables	35
4.5 Eficacia del <i>pool</i> de datos	39
4.6 Filtro en Guía de Onda Rectangular	41
5. Conclusiones y trabajo futuro	57

5.1 Conclusiones.....	57
5.2 Trabajo Futuro.....	58
6. Bibliografía	59

Índice de figuras

Figura 1. Fases del diseño de filtros automatizado.....	2
Figura 2. Filtro Paso Bajo [1]	3
Figura 3. Filtro Paso Banda [1]	4
Figura 4. Filtro Paso Alto [1]	4
Figura 5. Cuadripolo Parámetros S [2]	5
Figura 6. Pérdidas de inserción [1]	6
Figura 7. Filtro Elementos Concentrados [1]	7
Figura 8. Dimensiones Guía de Onda [3]	9
Figura 9. Guía de Onda Circular	12
Figura 10. Modos de propagación.....	12
Figura 11. Cable Coaxial [3]	13
Figura 12. Resonador serie en $\lambda/2$ [6]	15
Figura 13. Resonador paralelo en $\lambda/2$ [6]	16
Figura 14. Inversor [6]	16
Figura 15. Filtro paso banda [6]	16
Figura 16. Filtro paso banda con corrección de fase [6]	17
Figura 17. Equivalente de un circuito simétrico sin pérdidas usando dos líneas de transmisión y un inversor [6]	17
Figura 18. Circuito con elementos concentrados.....	18
Figura 19. Circuito con inversores y líneas de transmisión en $\lambda/2$	18
Figura 20. Respuesta de filtro paso banda con Inversores y resonadores con líneas de transmisión.....	19
Figura 21. Perfil del filtro en guía rectangular.....	21
Figura 22. Frontal del filtro guía rectangular	21
Figura 23. Estructura del filtro modelado con CST [7]	22
Figura 24. Respuesta del filtro en la banda de interés [7]	23
Figura 25. Diseño parcial, iris	25
Figura 26. Estructura del filtro en guía de onda cilíndrica	25
Figura 27. Respuesta filtro optimizado para guía de onda cilíndrica	26
Figura 28. Respuesta comparativa: Elementos Concentrados vs Guía de Onda Cilíndrica.....	26
Figura 29. Diseño parcial coaxial, iris	28
Figura 30. Respuesta estructura coaxial optimizada	29
Figura 31. Respuesta comparativa: Elementos Concentrados vs Guía de Onda Coaxial	29
Figura 32. Comparación de la respuesta para Spline una variable (I).....	32
Figura 33. Comparación de la respuesta para Spline una variable (II).....	33
Figura 34. Vista explicativa modelo de datos.....	34
Figura 35. Evolución de los valores incógnita	35
Figura 36. Comportamiento valor K para Mode-Matching respecto Spline e InterpN (pool1) ..	36
Figura 37. Comportamiento de la fase para Mode-Matching respecto Spline e InterpN (pool1)	36
Figura 38. Comparativa del pool de datos con K del inversor frente a pool de datos con S11 ..	38
Figura 39. Comparativa del pool de datos con K del inversor frente a pool de datos con S11 ..	38
Figura 40. Comportamiento valor K para Mode-Matching vs. Spline e InterpN (Pool 2)	40

Figura 41. Comportamiento de la fase para Mode-Matching vs Spline e InterpN (Pool 2).....	40
Figura 42. Respuesta filtro 1 diseñado eligiendo la K del inversor más próxima a la real.....	42
Figura 43. Respuesta Filtro 1 – Pool 1	42
Figura 44. Respuesta Filtro 1 – Pool 2	43
Figura 45. Comparativa Filtro 1-Pool 1 vs Kmin	43
Figura 46. Comparativa Filtro 1-Pool 2 vs Kmin	44
Figura 47. Respuesta Filtro 1 – Pool 1 Optimizado	45
Figura 48. Comparativa Filtro 1-Pool 1 Optimizado vs Filtro ideal	46
Figura 49. Respuesta filtro 2 diseñado eligiendo la K del inversor más próxima a la real.....	47
Figura 50. Respuesta Filtro 2 – Pool 1	48
Figura 51. Respuesta Filtro 2 – Pool 2	48
Figura 52. Comparativa Filtro 2-Pool 1 vs Kmin	49
Figura 53. Comparativa Filtro 2-Pool 2 vs Kmin	49
Figura 54. Respuesta Filtro 2 – Pool 1 Optimizado	50
Figura 55. Comparativa Filtro 1-Pool 1 Optimizado vs Filtro ideal	51
Figura 56. Respuesta filtro 3 eligiendo la K del inversor más próxima a la real.....	52
Figura 57. Respuesta Filtro 3 – Pool 1	53
Figura 58. Respuesta Filtro 3 – Pool 2	53
Figura 59. Comparativa Filtro 3-Pool 1 vs Kmin	54
Figura 60. Comparativa Filtro 3-Pool 2 vs Kmin	54
Figura 61. Respuesta Filtro 3 – Pool 1 Optimizado	55
Figura 62. Comparativa Filtro 3-Pool 1 Optimizado vs Ideal.....	56

Índice de tablas

Tabla 1. Parámetros S [2]	5
Tabla 2. Valores α PLR= 3dB Butterworth [1]	7
Tabla 3. Valores α Rizado = 0.5dB Chebychev [1]	7
Tabla 4. Conversión Elementos Concentrados [1]	8
Tabla 5. Modos de propagación [3]	10
Tabla 6. Bandas de frecuencia y dimensiones Guía de Onda [4]	11
Tabla 7. Parámetros Guía de Onda [5]	14

1. Introducción

1.1 Motivación

La transmisión de información es objeto de estudio de diferentes ramas de la ciencia. Los filtros de radiofrecuencia, son una parte de ese estudio dado los cambios que introducen a las señales que se pretenden transmitir.

En este escenario, encontramos distintas tecnologías y procedimientos para la elaboración de filtros de radiofrecuencia, una de esas tecnologías es la utilizada en este Trabajo Fin de Master, la guía de onda.

La utilización de la guía de onda en el diseño de filtros de radiofrecuencia viene influenciada por las altas prestaciones que ofrece, pues tiene bajas pérdidas y permite trabajar con alta potencia, resultado muy útil por tanto para aplicaciones por satélite.

Habitualmente estos filtros suelen estar sujetos a restricciones de alta selectividad y bajo volumen/peso. Diseñar los filtros de la forma tradicional permite alcanzar las restricciones mencionadas, pero el tiempo empleado suele ser elevado, es por ello que uno de los *milestone* de este proyecto será comprobar cuanto tiempo es necesario invertir en el diseño de filtros mediante la forma tradicional.

Teniendo en cuenta que una reducción de tiempo en la fase de diseño supone abaratar costes, un procedimiento que permita alcanzar esta meta sería valorado en los procesos de diseño y producción de filtros.

Por otro lado, en línea con la reducción de costes asociada al diseño de filtros, la automatización del proceso permitiría alcanzar esta meta de nuevo, luego encontrar un procedimiento que facilite esta tarea, nuevamente, sería bien valorado en el sector.

El diseño de filtros de radiofrecuencia es área ambiciosa, que busca constantemente nuevas formas de lograr las restricciones impuestas al filtro, de tal manera que aporte ventajas frente a otras empresas de la competencia. Lograr abaratar los costes ya sea por reducir tiempos de desarrollo o por automatización del proceso es una forma. Pero el foco de las restricciones y la calidad del filtro no deben perderse.

El cumplimiento de las restricciones asociadas al filtro es posiblemente uno de los puntos críticos en el diseño del mismo. Es común en el modelado de filtros, encontrar una etapa de optimización, en la cual a partir de un diseño inicial que no se ajuste estrictamente a las restricciones impuestas, se busque realizar pequeñas variaciones a las dimensiones para lograr una respuesta que satisfaga las imposiciones requeridas.

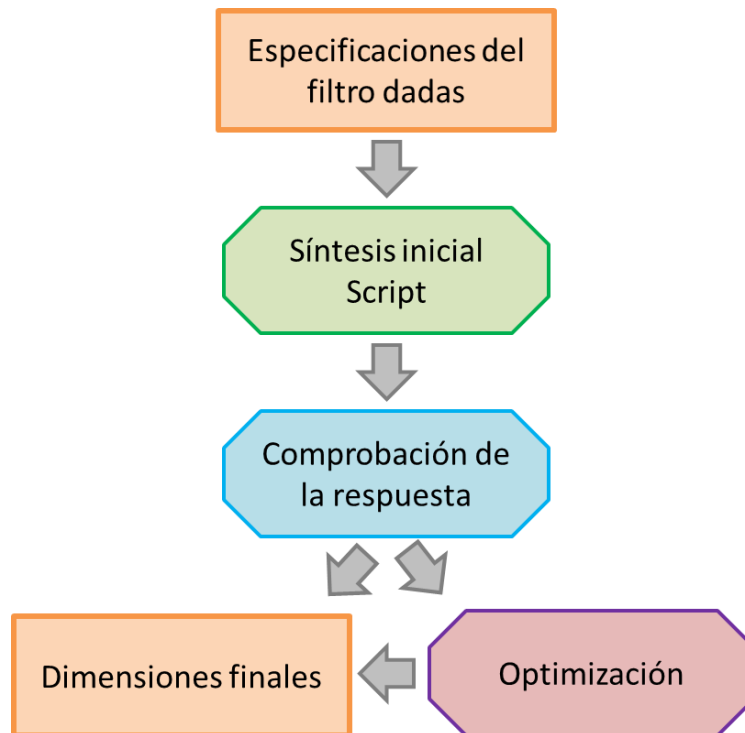


Figura 1. Fases del diseño de filtros automatizado.

1.2 Organización de la memoria

El documento que se expone seguirá la siguiente estructura:

- Capítulo 2: Hace referencia a los conceptos teóricos en los cuales se exponen conceptos básicos de filtros y se hace especial énfasis en la guía de onda y en los inversores y resonadores.
- Capítulo 3: Diseño y desarrollo inicial de filtros en distintos tipos de guía para conocer respuestas objetivo y tiempo de diseño aproximado.
- Capítulo 4: Automatización del proceso de diseño exponiendo el uso de la interpolación como vía.
- Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro que se proponen en base a los resultados obtenidos y a nuevas líneas de investigación interesantes.
- Capítulo 6: Referencias en las que se ha apoyado este proyecto.

2. Conceptos Teóricos:

2.1 Principios Básicos de filtros

2.1.1 Concepto de filtro

Un filtro eléctrico o filtro electrónico es un elemento que discrimina una determinada frecuencia o gama de frecuencias de una señal eléctrica que pasa a través de él, pudiendo modificar tanto su amplitud como su fase [1].

2.1.2 Tipos de filtros

Existen distintas variedades de filtros atendiendo a la respuesta que se obtiene con cada uno, se distingue por tanto entre:

- **Filtro Paso Bajo:** Las frecuencias aceptadas serán todas las que se encuentren entre los 0 Hz y la frecuencia de corte que se decidirá en base a un objetivo.

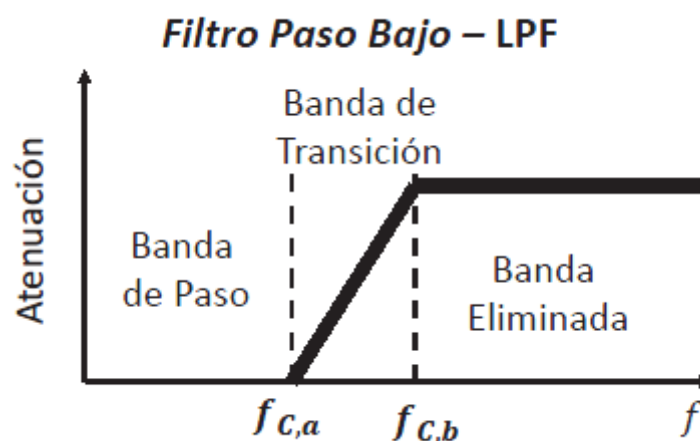


Figura 2. Filtro Paso Bajo [1]

- **Filtro Paso Banda:** Tan solo permitirá el paso de señal en un tramo de todo el espectro de frecuencias, que se encontrará entre las frecuencias $f_{1,b}$ y $f_{2,a}$.

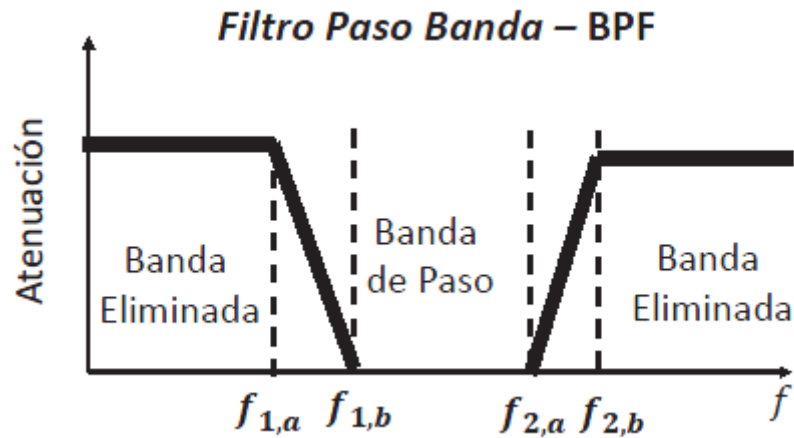


Figura 3. Filtro Paso Banda [1]

- **Filtro Paso Alto:** Rechaza las frecuencias desde 0 Hz hasta una frecuencia elegida por el diseñador denominada frecuencia de corte.

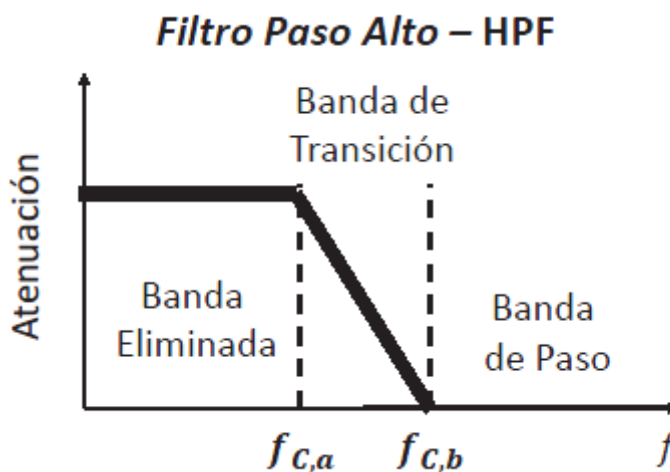


Figura 4. Filtro Paso Alto [1]

2.1.3 Parámetros S:

Para realizar un análisis de estos filtros recurriremos a menudo a los denominados parámetros S, los cuales proporcionan información del nivel de potencia que se obtienen en los terminales de entrada y salida, tal y como se muestra en la siguiente tabla:

PARÁMETRO S	NOMBRE	DESCRIPCIÓN	FÓRMULA
S_{11}	Reflexión a la entrada	Potencia que se refleja en el terminal 1 cuando se genera una onda incidente en el terminal 1	$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S_{12}	Transmisión o ganancia inversa	Potencia que llega al terminal 1 cuando se alimenta la red por el terminal 2	$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big _{a_1=0}$
S_{21}	Transmisión o ganancia directa	Potencia que llega al terminal 2 cuando se alimenta la red por el terminal 1	$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S_{22}	Reflexión a la salida	Potencia que se refleja en el terminal 2 cuando se genera una onda incidente en el terminal 2	$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big _{a_1=0}$

Tabla 1. Parámetros S [2]

Donde su expresión viene dada por el siguiente esquema:

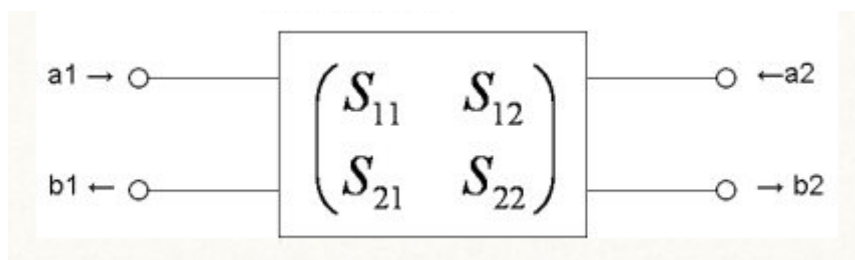


Figura 5. Cuadripolo Parámetros S [2]

2.2 Diseño de un filtro paso bajo

Las pérdidas de inserción o en inglés *Power loss ratio*, son aquellas que producen atenuación en la potencia de la señal, debido normalmente a la inserción de un dispositivo.

Según el tipo de respuesta buscada para los filtros, esas pérdidas pueden ser:

Máximamente plana (Butterworth):

$$P_{LR}(\omega) = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N}$$

Equirrizado (Chebychev):

$$P_{LR}(\omega) = 1 + k^2 \left[T_N \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right]^2$$

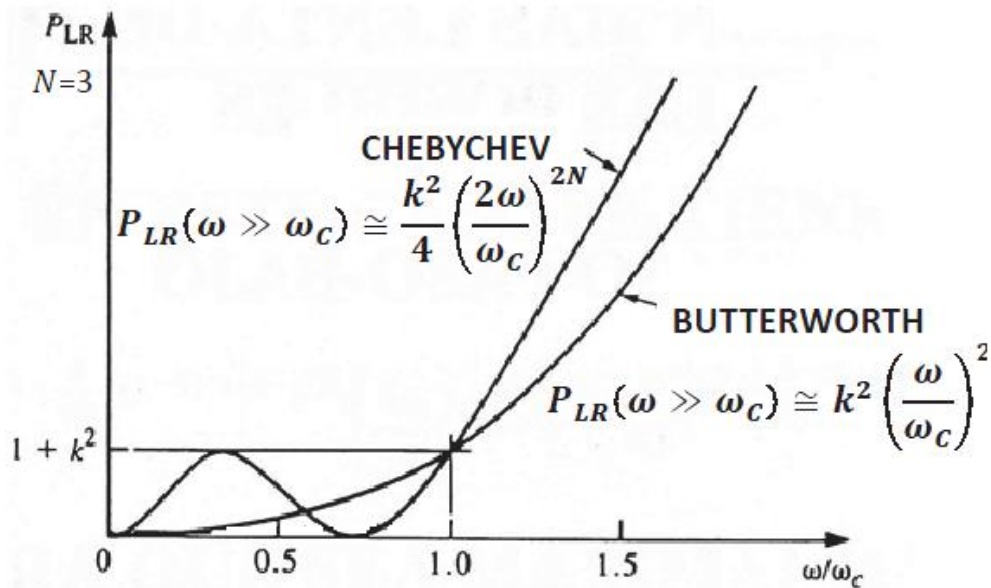


Figura 6. Pérdidas de inserción [1]

A partir de estas expresiones, escogiendo un orden N y un valor K (que controla el valor de la frecuencia de corte y el rizado) podemos igualar estas pérdidas de inserción con las que proporciona el circuito siguiente:

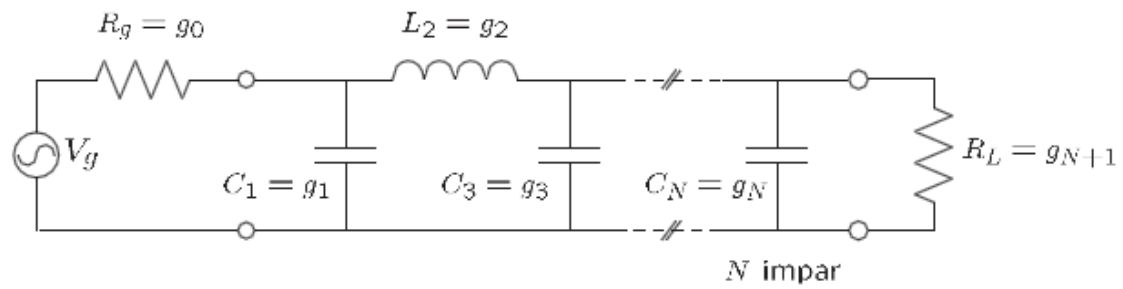


Figura 7. Filtro Elementos Concentrados [1]

De aquí se puede calcular los valores de g_i , que normalizados para g_0 y w_c , tienen los siguientes valores:

Orden	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8480	1.8480	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9320	1.9320	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8020	2.0000	1.8020	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6630	1.9620	1.9620	1.6630	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5320	1.8790	2.0000	1.8790	1.5320	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9750	1.9750	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

Tabla 2. Valores g_i PLR= 3dB Butterworth [1]

Orden	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7273	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7273	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6364	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7230	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.2458	2.5239	0.8842	1.9841

Tabla 3. Valores g_i Rizado = 0.5dB Chebychev [1]

Sabiendo el orden del filtro, se puede modelar el filtro mediante elementos concentrados.

2.2.1 Elementos concentrados

Mediante este procedimiento se diseña el filtro usando simplemente condensadores y bobinas, con tantos elementos como indique el orden del filtro.







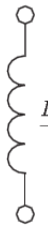

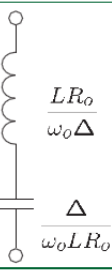
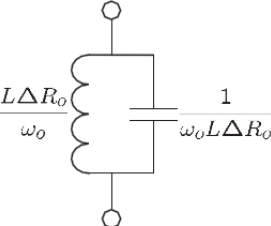
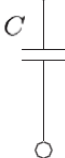
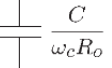
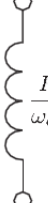
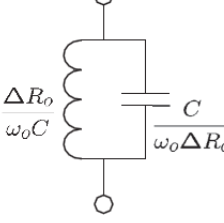
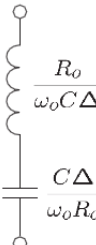
Normalizado	Paso Bajo	Paso Alto	Paso Banda	Banda Eliminada
 1	 R_0	 R_0	 R_0	 R_0
Transformación de frecuencia asociada	$\omega \leftarrow \frac{\omega}{\omega_c}$	$\omega \leftarrow -\frac{\omega_c}{\omega}$	$(\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2})$ $\omega \leftarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$	$\omega \leftarrow \Delta \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - 1$
 L	 $\frac{LR_0}{\omega_c}$	 $\frac{1}{\omega_c LR_0}$	 $\frac{LR_0}{\omega_0 \Delta}$ and $\frac{\Delta}{\omega_0 LR_0}$	 $\frac{L\Delta R_0}{\omega_0}$ and $\frac{1}{\omega_0 L\Delta R_0}$
 C	 $\frac{C}{\omega_c R_0}$	 $\frac{R_0}{\omega_c C}$	 $\frac{\Delta R_0}{\omega_0 C}$ and $\frac{C}{\omega_0 \Delta R_0}$	 $\frac{R_0}{\omega_0 C \Delta}$ and $\frac{C \Delta}{\omega_0 R_0}$

Tabla 4. Conversión Elementos Concentrados [1]

Este modelo es simple pero irrealizable en términos de construcción dado que los valores tanto de las bobinas como de los condensadores serán muy distintos de los que se comercializan, es por ello que este modelo servirá como aproximación, pero a la hora de construir emplearemos otra tecnología, la guía de onda. Dado que la disipación de energía es menor que en otras y que presenta poca atenuación para señales de alta frecuencia, es la elección idónea. Hay que tener en cuenta que para las comunicaciones por satélite se pretende manejar alta potencia reduciendo las pérdidas en la medida de lo posible.

2.3 Guía de Onda:

Son uno de los primeros tipos de líneas de transmisión usadas para transportar señales de microondas. Existen muchas otras clases como el cable coaxial las líneas *microstrip*, fibra óptica...

2.3.1 Modos de propagación

Modo Transversal Electromagnético (TEM): Las componentes de los campos eléctrico y magnético son nulas en la dirección de propagación [8].

Modo Transversal Eléctrico (TE): La componente del campo eléctrico es nula en la dirección de propagación.

Modo Transversal Magnético (TM): La componente del campo magnético es nula en la dirección de propagación.

Modo Híbrido: Las componentes de los campos eléctrico y magnético, no se anulan necesariamente en la dirección de propagación.

El primer modo que se propaga por la guía de onda se le denomina *modo fundamental*, al resto de modos cuya frecuencia está por encima del *fundamental*, se le denomina *superiores*. Es característica de la guía, que no transmite información por debajo de esta frecuencia de corte del *modo fundamental*, al rango de frecuencias situado entre el *modo fundamental* y el primer *modo superior* se le denomina ancho de banda mono-modo.

2.3.2 Guía Rectangular

Nos centraremos en primer lugar en la guía de onda rectangular que es la escogida para realizar los primeros diseños de filtros.

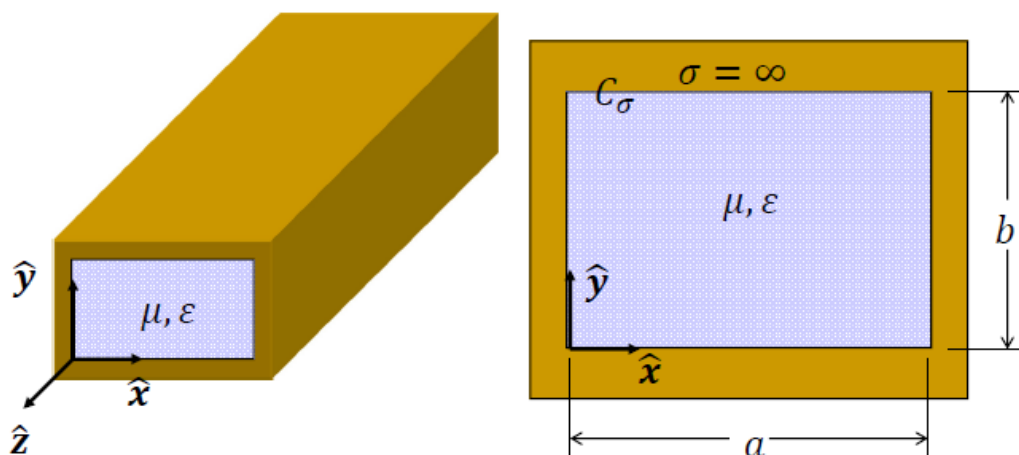


Figura 8. Dimensiones Guía de Onda [3]

Es una estructura formada por un conductor metálico que encierra un dieléctrico en su interior, la energía se propaga a través de la estructura, que se caracteriza por sus bajas pérdidas.

Para la guía de onda rectangular que se contempla en este proyecto tendremos infinitos modos TE y TM, pero ningún modo TEM dado que solo hay un conductor ni ningún modo híbrido.

Los modos disponibles para la guía de onda rectangular, son los siguientes:

TE _{mn}		n (variaciones en y)			
		0	1	2	3
m (variaciones en x)	0	00	01	02	03
	1	10	11	12	13
	2	20	21	22	23
	3	30	31	32	33

TM _{mn}		n (variaciones en y)			
		0	1	2	3
m (variaciones en x)	0	00	01	02	03
	1	10	11	12	13
	2	20	21	22	23
	3	30	31	32	33

Tabla 5. Modos de propagación [3]

La frecuencia de cada modo se obtiene según la expresión:

$$f_c = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}}$$

Las dimensiones de la guía determinan el modo de operación de la misma.

Waveguide frequency bands and interior dimensions				
Frequency Band	Waveguide Standard	Frequency Limits (GHz)	Inside Dimensions (inches)	Inside Dimensions (mm)
	WR-2300	0.32 - 0.49	23.000 x 11.500	584.2 x 292.1
	WR-2100	0.35 - 0.53	21.000 x 10.500	533.4 x 266.7
	WR-1800	0.43 - 0.62	18.000 x 9.000	457.2 x 228.6
	WR-1500	0.49 - 0.74	15.000 x 7.500	381.0 x 190.5
	WR-1150	0.64 - 0.96	11.500 x 5.750	292.1 x 146.05
	WR-1000	0.75 - 1.1	9.975 x 4.875	253.365 x 126.6825
	WR-770	0.96 - 1.5	7.700 x 3.385	195.58 x 97.79
	WR-650	1.12 to 1.70	6.500 x 3.250	165.1 x 82.55
R band	WR-430	1.70 to 2.60	4.300 x 2.150	109.22 x 54.61
D band	WR-340	2.20 to 3.30	3.400 x 1.700	86.36 x 43.18
S band	WR-284	2.60 to 3.95	2.840 x 1.340	72.136 x 34.036
E band	WR-229	3.30 to 4.90	2.290 x 1.150	58.166 x 29.21
G band	WR-187	3.95 to 5.85	1.872 x 0.872	47.5488 x 22.1488
F band	WR-159	4.90 to 7.05	1.590 x 0.795	40.386 x 20.193
C band	WR-137	5.85 to 8.20	1.372 x 0.622	34.8488 x 15.7988
H band	WR-112	7.05 to 10.00	1.122 x 0.497	28.4988 x 12.6238
X band	WR-90	8.2 to 12.4	0.900 x 0.400	22.86 x 10.16
X-Ku band	WR-75	10.0 to 15.0	0.750 x 0.375	19.05 x 9.525
Ku band	WR-62	12.4 to 18.0	0.622 x 0.311	15.7988 x 7.8994
K band	WR-51	15.0 to 22.0	0.510 x 0.255	12.954 x 6.477
K band	WR-42	18.0 to 26.5	0.420 x 0.170	10.668 x 4.318

Tabla 6. Bandas de frecuencia y dimensiones Guía de Onda [4]

2.3.3 Guía Circular

La siguiente aproximación se realizará mediante guía de onda circular

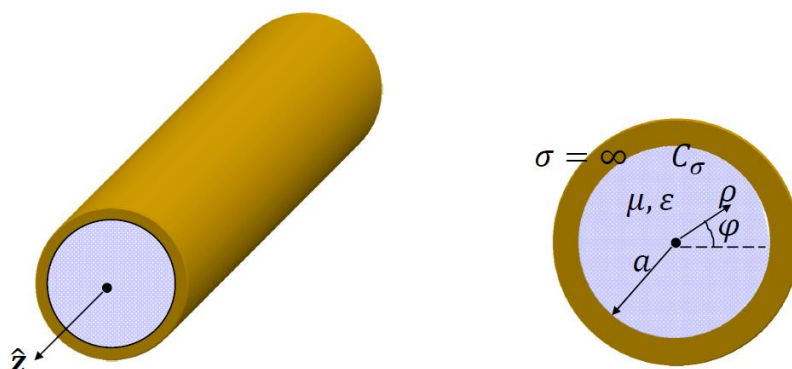


Figura 9. Guía de Onda Circular

Es una estructura formada por un conductor metálico que encierra un dieléctrico en su interior, la energía se propaga a través de la estructura, que se caracteriza por sus bajas pérdidas.

Para la guía de onda circular tendremos infinitos modos TE y TM, pero ningún modo TEM dado que solo hay un conductor. Dado que el modo fundamental TE_{11} es un modo degenerado en sí presentando componente coseno y componente seno, excitar un modo u otro debe ser una tarea a tener en cuenta de cara a evitar interferencias indeseadas.

Los modos disponibles para la guía de onda circular, son los siguientes:

TE _{mn}					TM _{mn}				
n (radial) →					n (radial) →				
m (angular) ↓	0 1	0 2	0 3	0 4	m (angular) ↓	0 1	0 2	0 3	0 4
	p'=3.832	p'=7.016	p'=10.174	p'=13.324		p=2.405	p=5.520	p=8.654	p=11.792
	1 1	1 2	1 3	1 4		1 1	1 2	1 3	1 4
	p'=1.841	p'=5.331	p'=8.536	p'=11.706		p=3.832	p=7.016	p=10.173	p=13.324
	2 1	2 2	2 3	2 4		2 1	2 2	2 3	2 4
	p'=3.054	p'=6.706	p'=9.970	p'=13.170		p=5.136	p=8.417	p=11.620	p=14.796
	3 1	3 2	3 3	3 4		3 1	3 2	3 3	3 4
	p'=4.201	p'=8.015	p'=11.346	p'=14.586		p=6.380	p=9.761	p=13.015	p=16.223

Figura 10. Modos de propagación

2.3.4 Guía Coaxial

La siguiente aproximación se realizará mediante guía de onda circular

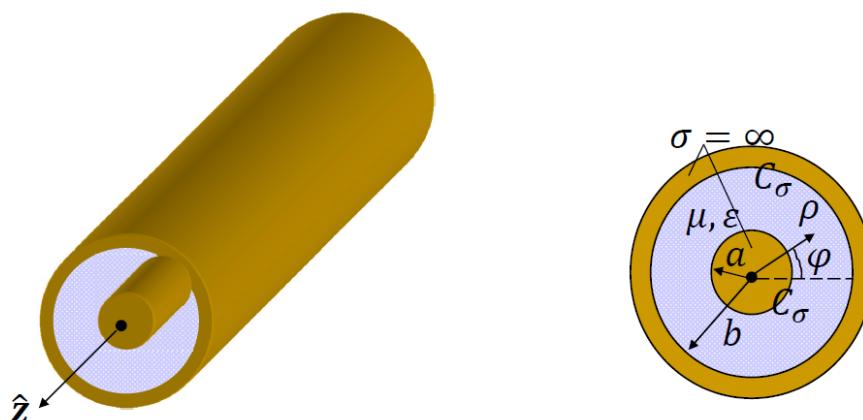


Figura 11. Cable Coaxial [3]

El cable coaxial, es un cable utilizado para transportar señales eléctricas de alta frecuencia que posee dos conductores concéntricos, uno central, llamado núcleo y uno exterior, de aspecto tubular, llamado malla, blindaje o trenza, que sirve como referencia de tierra y retorno de las corrientes. Entre ambos se encuentra una capa aislante llamada dieléctrico, de cuyas características dependerá principalmente la calidad del cable. Todo el conjunto suele estar protegido por una cubierta aislante.

Para los diseños con cable coaxial tendremos infinitos modos TE, TM y dado que hay dos conductores, un modo TEM que además es el modo fundamental. Dado que el primer modo de orden superior TE_{11} es un modo degenerado en sí presentando componente coseno y componente seno, excitar un modo u otro debe ser una tarea a tener en cuenta de cara a evitar interferencias indeseadas.

A diferencia de los diseños que se realizan en guía de onda rectangular o cilíndrica, no es posible conocer la carta de modos de forma analítica. Y para conocer el valor de la frecuencia de corte de cada modo será necesario emplear herramientas de análisis como por ejemplo CST.

2.3.5 Impedancia de la guía

La impedancia del modo de la guía, se evalúa dependiendo del modo de propagación, en caso de modos TE, viene dada por:

$$Z_{TE} = \frac{k\eta}{\beta}$$

Mientras que para modos TM es:

$$Z_{TM} = \frac{\beta\eta}{k}$$

Quantity	TE _{mn} Mode	TM _{mn} Mode
k	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$
k_c	$\sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$	$\sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$
β	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$

Tabla 7. Parámetros Guía de Onda [5]

2.4 Resonador

Considerando un circuito electro-magnético confinado en un volumen y donde no hay generadores internos, se dice que está en resonancia cuando:

$$W_H = W_E$$

La frecuencia que cumple dicha condición, se denomina frecuencia de resonancia. Los resonadores se caracterizan por los siguientes parámetros:

1. Pulsación: Es la que a una frecuencia f_0 , la reactancia en el caso de resonador serie se hace cero o bien en el caso del resonador paralelo la susceptancia se hace cero.

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

2. Pendiente de reactancia: Sólo en el caso de resonadores serie.

$$x \equiv \frac{f_0}{2} \frac{d\Re[Z]}{df} \Big|_{f=f_0} [\Omega]$$

3. Pendiente de la susceptancia: Sólo en el caso de resonadores paralelo.

$$b \equiv \frac{f_0}{2} \frac{d\Re[Y]}{df} \Big|_{f=f_0} [\Omega^{-1}]$$

4. Factor de calidad: mejor cuanto mayor sea su valor.

$$Q \equiv \omega_0 \frac{W_H + W_E}{P_{dis}}$$

Los resonadores pueden disponerse en serie o en paralelo según sea más conveniente para el diseño

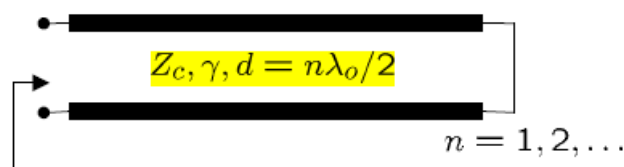


Figura 12. Resonador serie en $\lambda/2$ [6]

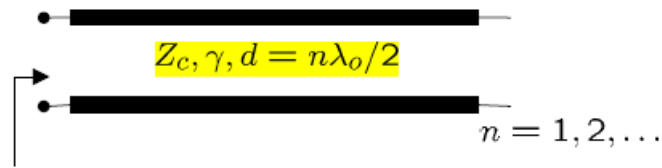


Figura 13. Resonador paralelo en lambda/2 [6]

2.5

Inversor

Un inversor de impedancia/admitancia es un circuito que presenta la siguiente matriz T .

$$T_{inversor, \pm 90} \equiv \begin{bmatrix} 0 & \pm jK \\ \pm jJ & 0 \end{bmatrix}$$

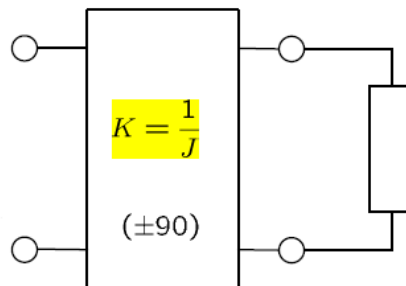


Figura 14. Inversor [6]

Según su disposición en un circuito, actuará como un inversor de impedancia K (Ω) o bien como un inversor de admitancia J (Ω).

El objetivo de usar inversores con resonadores, es sustituir aquellos resonadores paralelo o serie por su dual serie o paralelo respectivamente dependiendo de que sea lo más conveniente para el diseñador.

Su uso en combinación con los resonadores, permite el diseño de circuitos del tipo:

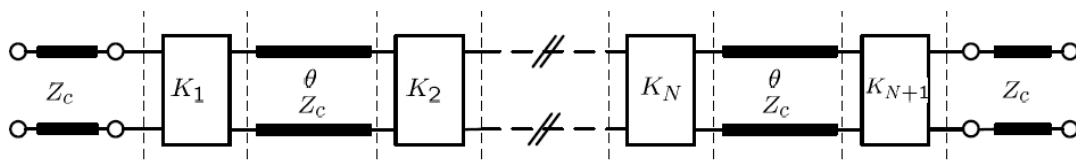


Figura 15. Filtro paso banda [6]

El cual consta de N resonadores y N+1 inversores. Los resonadores presentan el mismo comportamiento, por otro lado los inversores pueden tener valores distintos de K. Hay que mencionar que el empleo de inversores altera la fase final, por lo que es necesario introducir una corrección de fase de cara a obtener los resultados esperados.

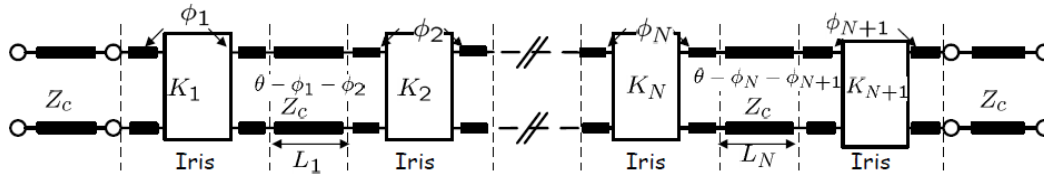


Figura 16. Filtro paso banda con corrección de fase [6]

Representado por los valores de θ encontramos las diferencias de fase que introducen los inversores y que hay que corregir en el resonador para obtener resultados adecuados.

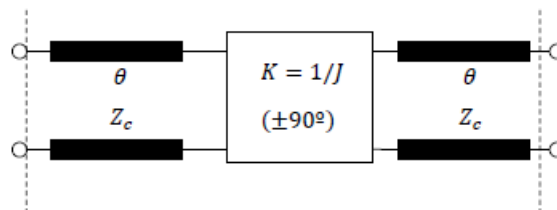


Figura 17. Equivalente de un circuito simétrico sin pérdidas usando dos líneas de transmisión y un inversor [6]

Para el circuito de la imagen anterior se cumple tras resolver las ecuaciones de su matriz S asociada que:

$$K_{norm} = \sqrt{\frac{1 - |S_{11}|}{1 + |S_{11}|}}$$

$$Phase = -\frac{angle(S_{11})}{2} + \frac{\pi}{2}$$

3. Diseño y Desarrollo Inicial:

En primer lugar se van a realizar tres diseños de filtros paso-banda en tecnología de guía de onda rectangular, circular y coaxial. Una vez obtenida la respuesta para esos diseños realizados de forma *tradicional* se pretende realizar el diseño de un *script* que permita la automatización de este proceso. Ahorrando tiempo en la fase de desarrollo y por otro lado cuidando el aspecto económico dado que dicho *script* no necesita atención supervisada.

Los valores numéricos que se presentan a continuación tienen una precisión de hasta 4 decimales. El motivo de esto es la búsqueda de la precisión matemática que se pretende lograr con los cálculos con ordenador. Se entiende que de cara a la construcción dicha precisión es excesiva.

3.1 Requisitos Filtro Paso Banda

➤ Filtro Base

- Banda de paso de 17.70 GHz a 18.30 GHz.
- Adaptación mejor o igual a 20dB.
- Pérdidas de inserción mejores a 0.1dB.
- Orden 4.
- Líneas en $\lambda/2$.

El esquema del filtro que lo sintetiza es el siguiente.

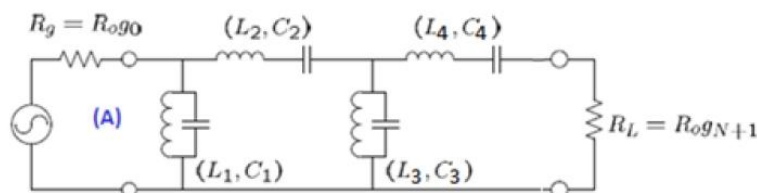


Figura 18. Circuito con elementos concentrados

Y su equivalente mediante inversores y resonadores con líneas de transmisión es el siguiente.

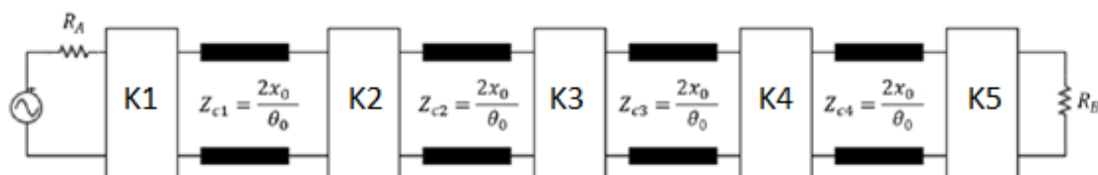


Figura 19. Circuito con inversores y líneas de transmisión en $\lambda/2$

Dónde:

- $X_0 = 50\Omega$
- $\theta_0 = \pi \text{ rad}$
- $R_A = 50\Omega$ $R_B = 50\Omega$

Y los valores que caracterizan los inversores son:

K_1	K_2	K_3	K_4	K_5
11.9460 Ω	2.479 Ω	1.8454 Ω	2.4079 Ω	11.9460 Ω

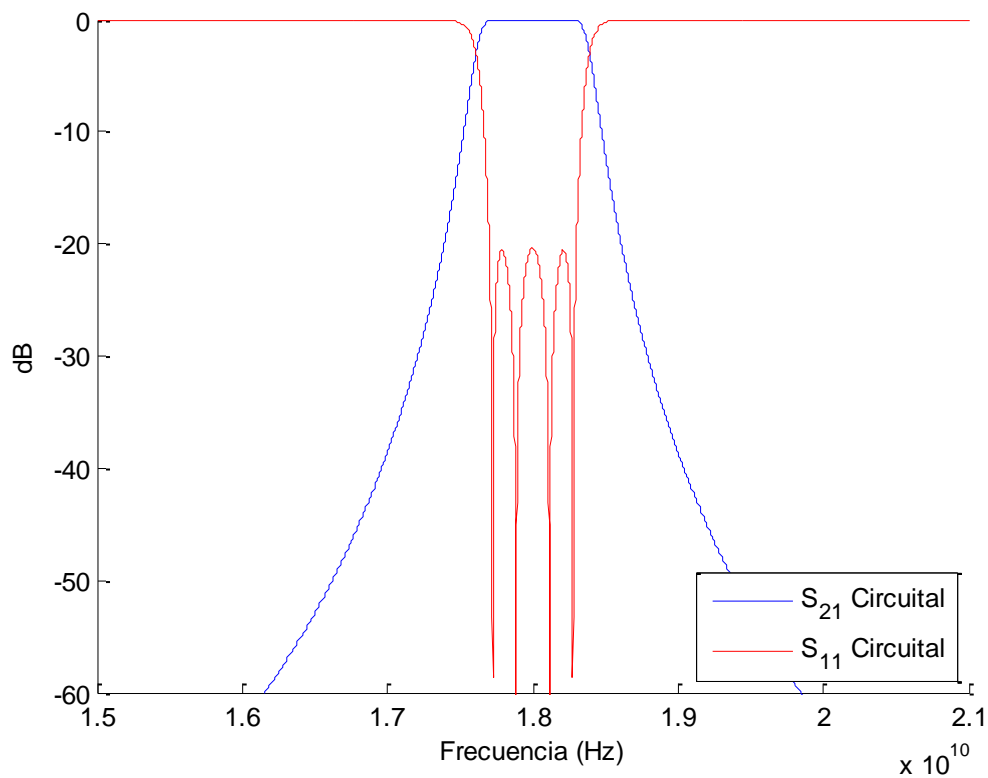


Figura 20. Respuesta de filtro paso banda con Inversores y resonadores con líneas de transmisión

3.2 Diseño en Guía de Onda Rectangular

El diseño en guía de onda rectangular buscará aproximarse en la medida de lo posible a los resultados obtenidos mediante elementos concentrados. Se empleará la guía de onda WR 42 (anchura $A = 10.67\text{mm}$ y altura $H = 4.32\text{mm}$) e iris con un espesor de 2.5mm por sencillez. El valor del espesor del iris depende en gran medida de la precisión del proceso de mecanizado.

Mediante la herramienta Mode-Matching, se van a aproximar en primer lugar las dimensiones del filtro. El punto de partida es el diseño con elementos concentrados, del diseño con líneas de transmisión ideales e iris, conocemos los valores K asociados a cada inversor, los cuales se muestran en el apartado anterior.

Resta encontrar las dimensiones de guía que permiten sintetizar dichos inversores. La herramienta Mode-Matching, recibe la anchura, la longitud y la altura de un iris como parámetros de entrada. Como salida devuelve los parámetros S asociados a dicha estructura.

```
[ vS11 , vS21 , vS22 ] = calculaMM( frec_GHz , va_mm , vd_mm , b0_mm ) ;
```

Evaluando la respuesta de distintos iris a la frecuencia de corte del filtro, y haciendo uso de la ecuación K_{norm} mencionada en la sección 2.5, podemos comparar el valor de K obtenido con Mode-Matching para cada iris con las K del modelo circuital. Escogeremos aquellas dimensiones que proporcionen una diferencia mínima en el valor K respecto del modelo circuital. Nos referiremos a este procedimiento para hallar las dimensiones del filtro como K_{min} .

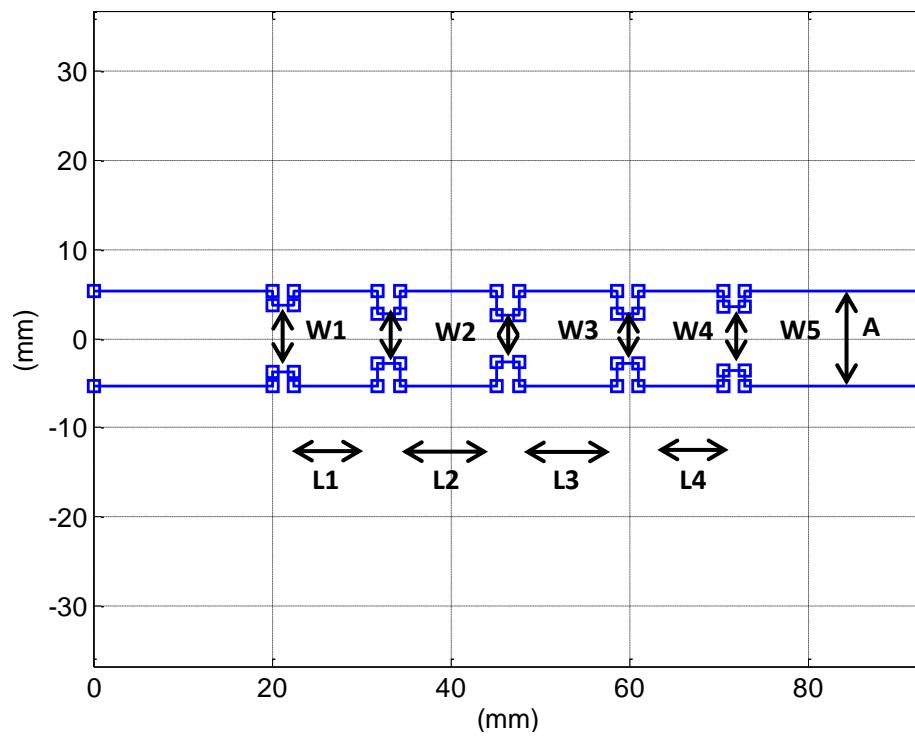


Figura 21. Perfil del filtro en guía rectangular

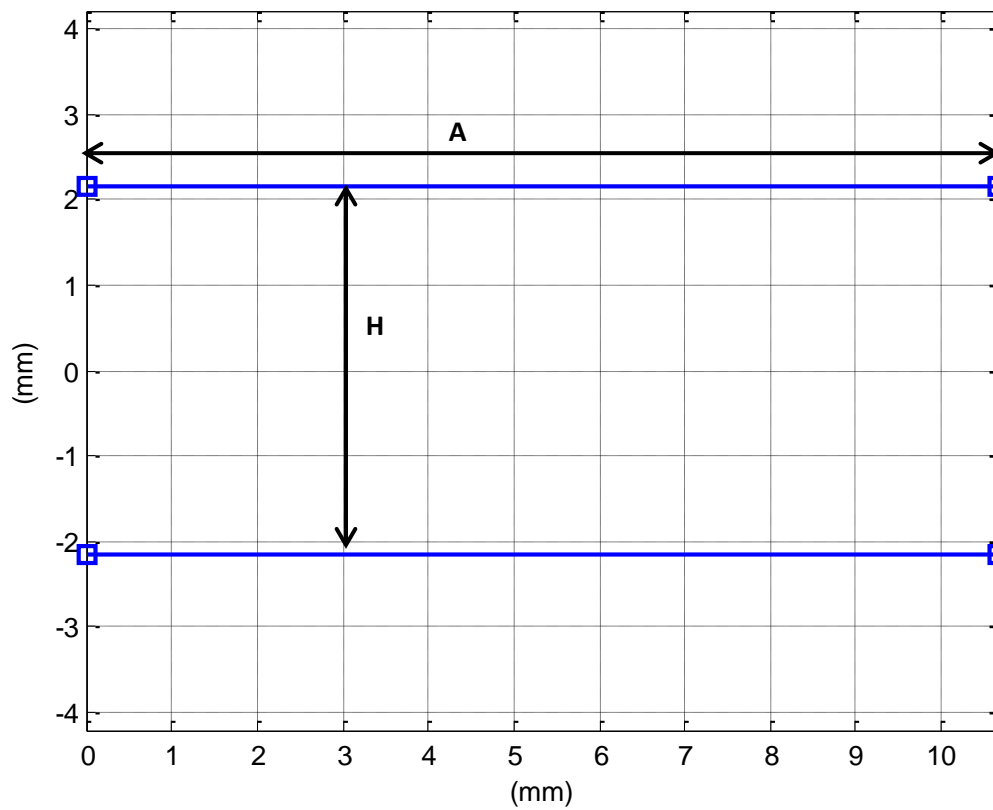


Figura 22. Frontal del filtro guía rectangular

La anchura de los irises es:

W_1	W_2	W_3	W_4	W_5
7.38 mm	5.708 mm	5.3120 mm	5.7080 mm	7.3800 mm

El desfase que introducen los irises lo tenemos que corregir en las líneas de $\lambda/2$ que quedan de la siguiente forma.

L_1	L_2	L_3	L_4
9.3115 mm	10.8914 mm	10.8914 mm	9.3115 mm

Como se puede observar la forma del filtro se compone de cavidades en $\lambda/2$ medios e irises alternándose un elemento con otro, dando lugar a una estructura simétrica.

Pasamos ahora a CST para conocer la respuesta de la estructura.

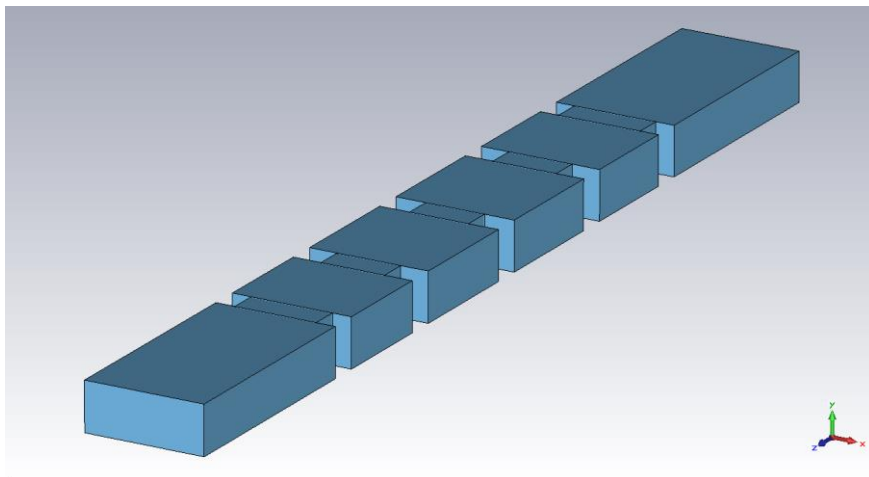


Figura 23. Estructura del filtro modelado con CST [7]

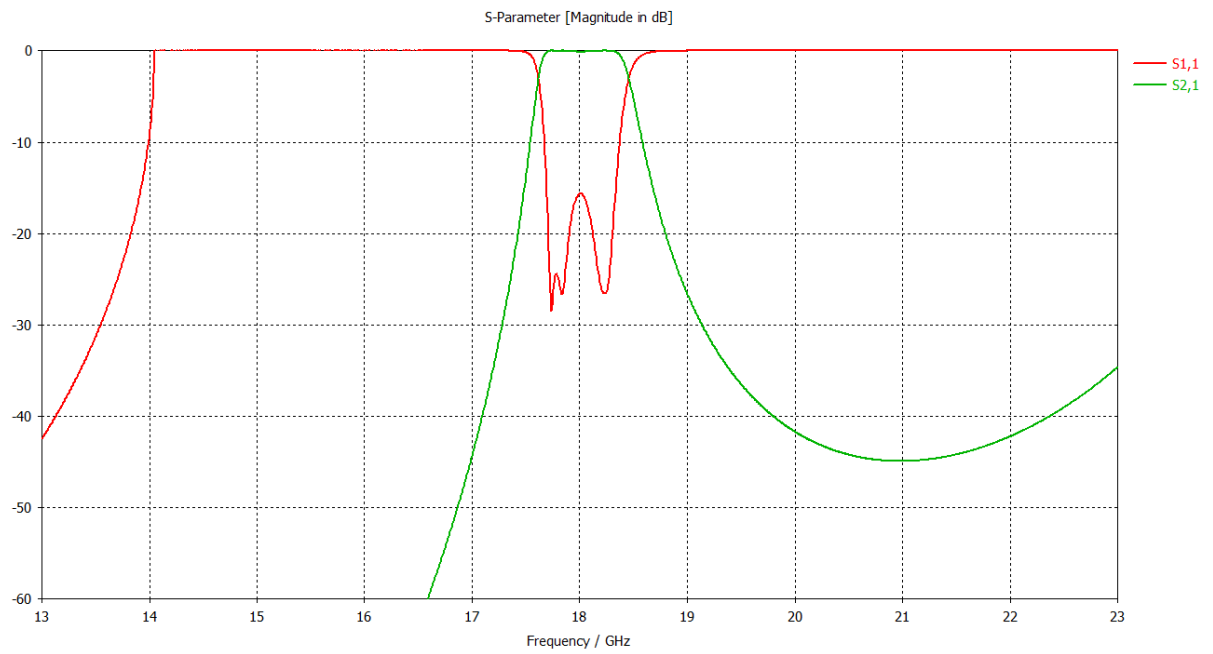


Figura 24. Respuesta del filtro en la banda de interés [7]

3.3 Diseño en Guía de Onda Circular

Para este diseño no se hará uso de la herramienta de Mode-Matching emulando los problemas en los que no es posible su uso, por lo que a parte del diseño realizado con elementos concentrados la herramienta de trabajo será exclusivamente CST.

En primer lugar se establece que las guías con las que se va a trabajar tienen un radio de 6mm. De tal manera que el ancho de banda de trabajo quede dentro del ancho de banda mono-modo tal y como podemos comprobar de las ecuaciones de la frecuencia de corte para el modo fundamental ($f_{cTE_{11}} = 14.65GHz$) y el primer modo de orden superior ($f_{cTE_{01}} = 19.12GHz$):

$$f_{cTE_{11}} = \frac{1.841 \cdot C}{2 \cdot \pi \cdot a}$$

$$f_{cTM_{01}} = \frac{2.405 \cdot C}{2 \cdot \pi \cdot a}$$

Una vez conocidas las guías con las que se va a trabajar es necesario saber cuáles son las dimensiones de los iris. Por un lado se establece que el espesor es de 2.5mm, pero para el radio es necesario realizar un proceso similar al realizado por la herramienta de Mode-Matching.

Se sabe que el valor de K normalizado se obtiene de:

$$K_{norm} = \sqrt{\frac{1 - |S_{11}|}{1 + |S_{11}|}}$$

Por lo que mediante un diseño parcial se buscan los valores de S_{11} que dan lugar a unos valores K próximos a los obtenidos con el diseño de elementos concentrados.

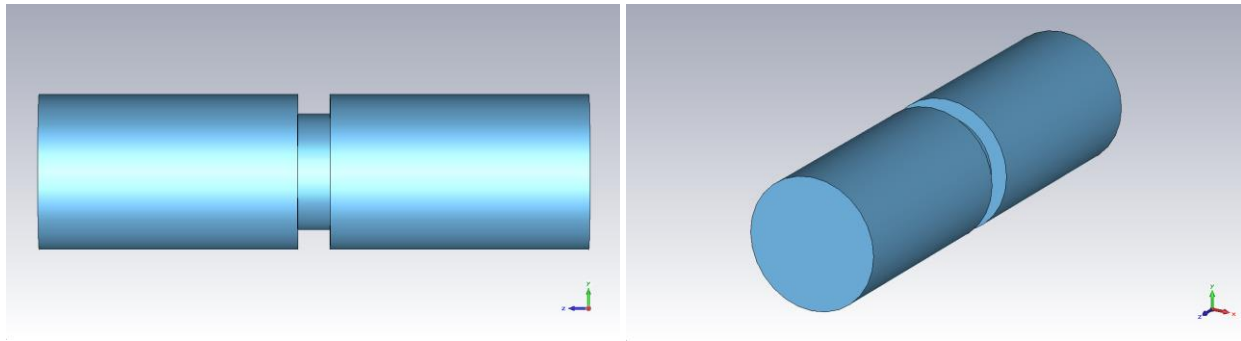


Figura 25. Diseño parcial, iris

Una vez obtenidos las dimensiones que aproximan los valores K de los inversores buscados, se aplican las correcciones de fase necesarias para compensar el desfase introducido por los inversores. De forma que las dimensiones del filtro aproximado son:

Anchura de los iris:

l_1	l_2	l_3	l_4	l_5
4.3 mm	3.5 mm	3.4 mm	3.5 mm	4.3 mm

Longitud de las cavidades:

L_1	L_2	L_3	L_4
10.6468 mm	12.2320 mm	12.2320 mm	10.6468 mm

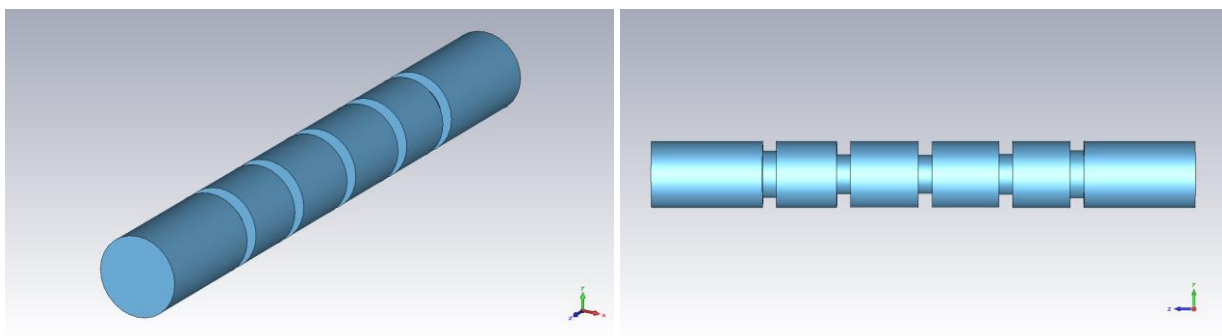


Figura 26. Estructura del filtro en guía de onda cilíndrica

Estas dimensiones dan lugar a un filtro cuya respuesta dista de ser la deseada. Por este motivo es necesaria una etapa de optimización que se realizará mediante la herramienta de optimización de CST.

Los resultados obtenidos tras optimizar la respuesta son los siguientes:

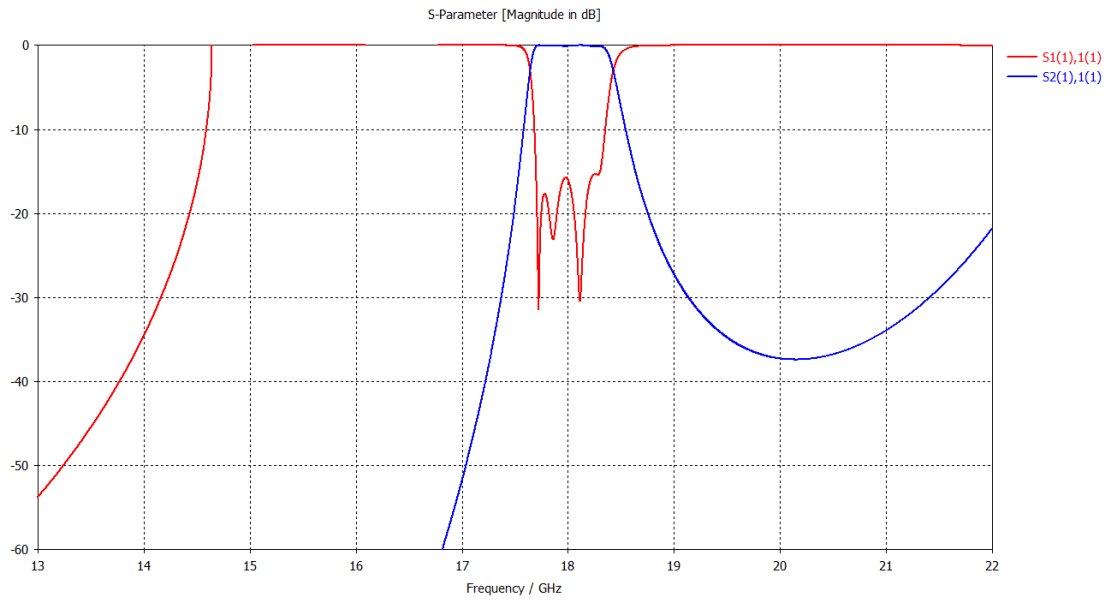


Figura 27. Respuesta filtro optimizado para guía de onda cilíndrica

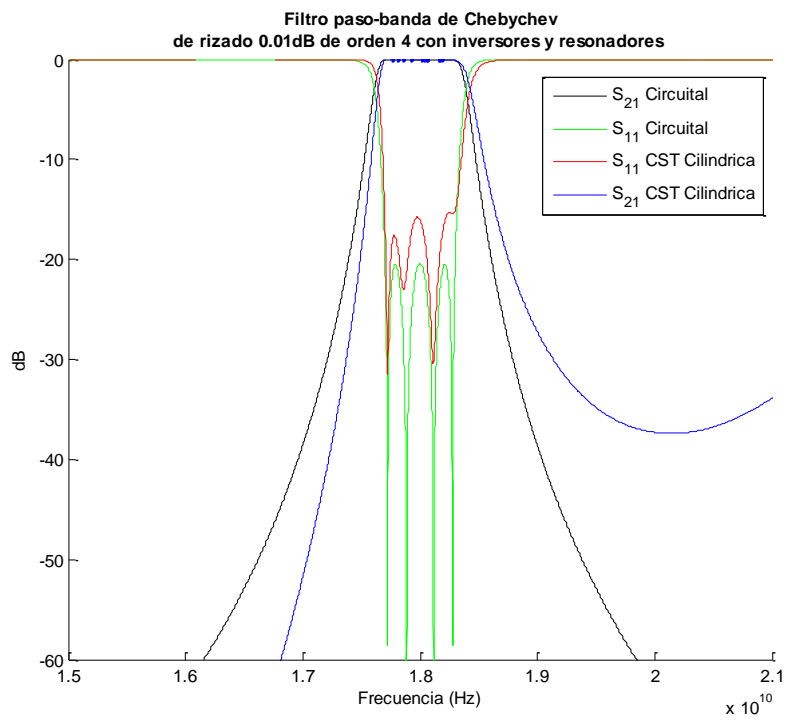


Figura 28. Respuesta comparativa: Elementos Concentrados vs Guía de Onda Cilíndrica

3.4 Diseño en Guía de Onda Coaxial

Para este diseño y al igual que con el diseño anterior, no se hará uso de la herramienta de Mode-Matching, por lo que a parte del diseño realizado con elementos concentrados la herramienta de trabajo será exclusivamente CST.

Por otro lado dada la resolución de la herramienta CST y por sencillez se buscará adaptar el diseño a la frecuencia de 12GHz donde el ancho de banda de trabajo pasará a ser de 11.7GHz a 12.3GHz. Por otro lado se establece que el orden del filtro es 3.

Tal y como se hizo con la guía de onda cilíndrica el primer paso será establecer las dimensiones iniciales de las guías con las que se va a trabajar. Estas tienen un radio exterior de 3mm y uno interior de 2mm. El objetivo es que el ancho de banda mono-modo contenga el ancho de banda de trabajo. En este caso el modo fundamental es un TEM mientras que el primer modo de orden superior es el TE₁₁, siendo este último un modo degenerado por lo que habrá que establecer correctamente la polarización de la señal de excitación.

Se conoce que aproximadamente:

$$f_{cTE_{11}} \approx \frac{c}{\pi * (a + b)}$$

CST confirma que los valores seleccionados para a = 2mm y b = 3mm son acertados de cara a poder trabajar con la banda de trabajo en el ancho de banda mono-modo. La frecuencia de este modo TE₁₁ es 19.21GHz.

Al igual que antes se busca encontrar las dimensiones del inversor que dan lugar a los K del diseño con elementos concentrados. En este caso las K buscadas son las siguientes.

K ₁	K ₂	K ₃	K ₄
0.3063	0.0820	0.0820	0.3063

Para encontrar las dimensiones del inversor necesitaremos realizar un diseño parcial que proporcione información del parámetro S₁₁ a la frecuencia de diseño.

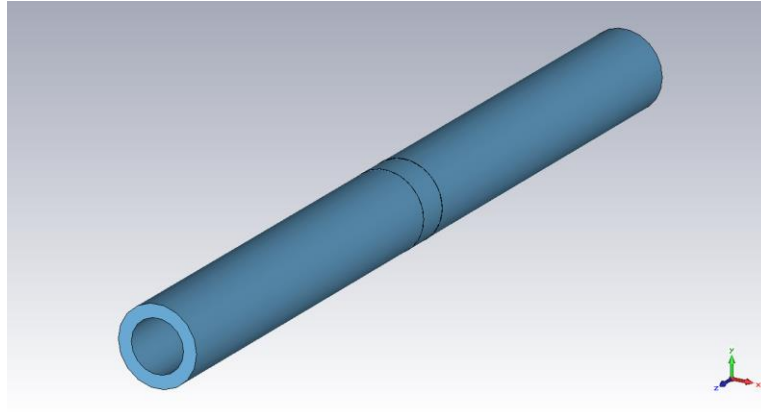


Figura 29. Diseño parcial coaxial, iris

Tras aplicar este procedimiento y corregir el error de fase introducido por los inversores, parece que un buen punto de partida para sintetizar la estructura es a través de las dimensiones siguiente:

Anchura de los iris:

l_1	l_2	l_3	l_4
0.4 mm	0.02 mm	0.02 mm	0.4 mm

Longitud de las cavidades:

L_1	L_2	L_3
12.6291 mm	11.7903 mm	12.6291mm

La respuesta de esta estructura todavía no es la buscada y será necesario aplicar una optimización mediante CST para lograr unos resultados más acordes a lo que buscamos. Estos resultados son:

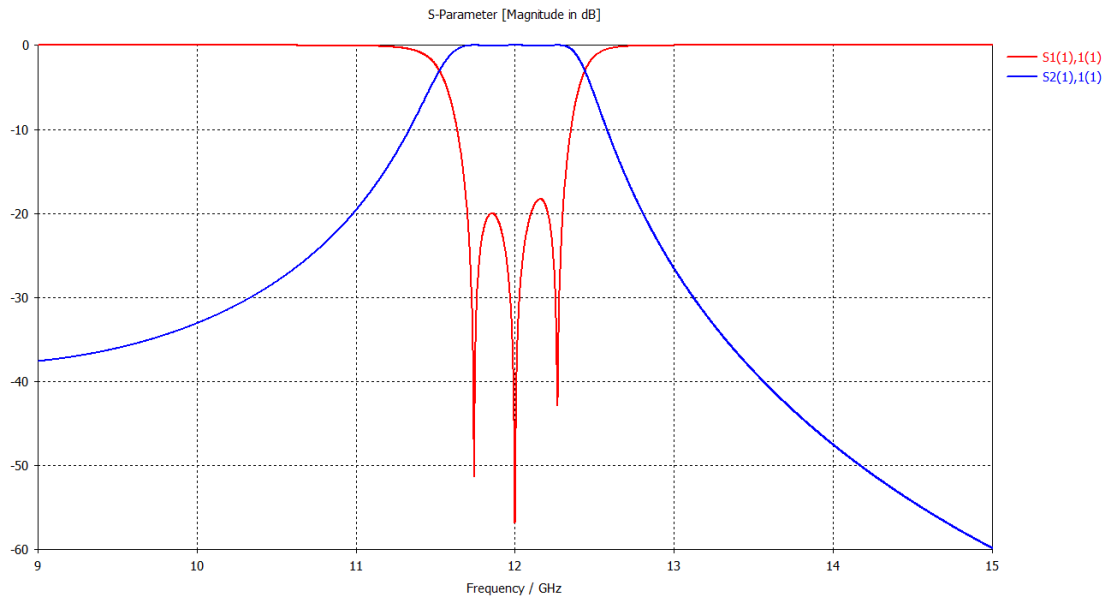


Figura 30. Respuesta estructura coaxial optimizada

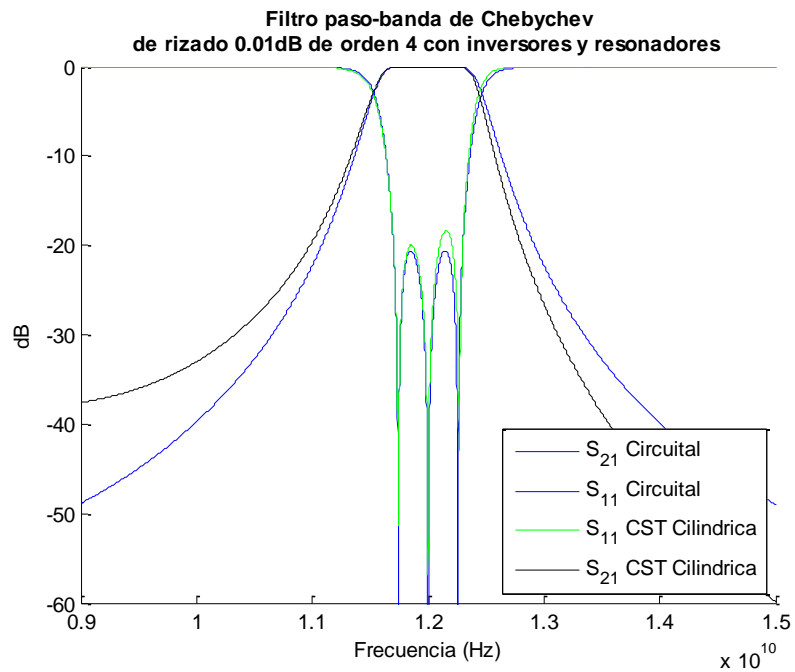


Figura 31. Respuesta comparativa: Elementos Concentrados vs Guía de Onda Coaxial

4. Automatización

El proceso de automatización se va a realizar mediante la interpolación de valores a partir de un conjunto de datos. El conjunto de datos se genera a partir de un número determinado de simulaciones para distintas variables, que veremos más adelante. Con este conjunto de datos ya generado, no será necesario volver a realizar simulaciones para cada nuevo filtro que se pretenda diseñar, y será mediante la interpolación de los valores existentes en el conjunto de datos, como se extraerán las dimensiones del filtro a diseñar.

El proceso de interpolación consiste en obtener el valor de un punto que a priori no se conoce partiendo de un conjunto discreto de puntos que si se conocen.

4.1 Introducción a la *Splines*

Para realizar la interpolación se emplearán *splines*. Estas son curvas diferenciables que se definen en tramos mediante polinomios. La ventaja de emplear este recurso matemático se debe a que dan lugar a resultados similares requiriendo solamente polinomios de bajo grado, lo cual permite evitar oscilaciones indeseadas. Por otro lado, la sencillez a la hora de resolver los polinomios de la *Spline* la vuelve popular en los problemas de interpolación.

La *Spline* es una función polinómica por partes, donde cada polinomio tiene una sola variable. La *Spline* S toma valores en el intervalo $[a, b]$ y los mapea dentro de \mathbb{R} .

Dado que S está definido por partes, escogemos los k subintervalos en los que dividir el intervalo $[a, b]$:

$$[t_i, t_{i+1}], i = 0, \dots, k-1$$

$$[a, b] = [t_0, t_1] \cup [t_1, t_2] \cup \dots \cup [t_{k-2}, t_{k-1}] \cup [t_{k-1}, t_k]$$

$$a = t_0 \leq t_1 \leq \dots \leq t_{k-1} \leq t_k = b$$

Cada uno de estos intervalos está asociado con un polinomio P_i :

$$P_i : [t_i, t_{i+1}] \rightarrow \mathbb{R}$$

Y se puede decir que:

$$S(t) = P_0(t), t_0 \leq t < t_1,$$

$$S(t) = P_1(t), t_1 \leq t < t_2,$$

$$S(t) = P_{k-1}(t), t_{k-1} \leq t \leq t_k.$$

Dentro de las *splines* existen distintos tipos atendiendo al tipo de polinomio con el que se construyen las funciones de interpolación. Cabe destacar las tres más comunes:

- Interpolación Segmentaria Lineal
- Interpolación Segmentaria Cuadrática
- Interpolación Segmentaria Cúbica

Las *Splines* cúbicas son de la forma:

$$S_j(x) = a_j + b_j(x - x_j) + c_j(x - x_j)^2 + d_j(x - x_j)^3$$

Dado un set de coordenadas

$$C = [(x_0, y_0), (x_1, y_1), \dots, (x_n, y_n)]$$

Se desea encontrar el conjunto de N *Splines* que satisfacen:

$$S_i(x_i) = y_i = S_{i-1}(x_i), i = 1, \dots, n - 1$$

$$S'_i(x_i) = S'_{i-1}(x_i), i = 1, \dots, n - 1$$

$$S''_i(x_i) = S''_{i-1}(x_i), i = 1, \dots, n - 1$$

$$S''_0(x_0) = S''_{n-1}(x_n) = 0$$

Dada la complejidad del problema que se pretende abordar y el número de variables que entran en juego, se opta por la tercera alternativa dado que emplea polinomios de orden 3 que se adecuan mejor al tipo de curva generada por los datos encerrados en el *pool*.

La función *spline* cuenta con dos vectores dato de entrada y un valor entrada que es el punto incógnita.

$$spline(Vector_x, Vector_y, Punto_{xincognita}) = Punto_{yinterpolado}$$

4.2 Comprobación del método *Spline* para una variable

Una vez definido cómo obtener los valores desconocidos, a partir del proceso de interpolación, vamos a ver, cómo se puede aplicar al diseño de filtros. En primer lugar, supondremos por sencillez, que conocemos las dimensiones de cinco irises. Si quisiéramos obtener la anchura de un iris que comparte: la frecuencia de diseño, la anchura de las guías en los extremos, la altura de las guías, la longitud de las guías en los extremos y el espesor del iris, tendríamos que interpolar sobre la variable de la anchura del iris, a partir de las anchuras ya conocidas de los cinco irises iniciales.

A continuación se muestra en azul la respuesta de los valores reales proporcionada a través de Mode-Matching, en comparación, con la respuesta en rojo de los valores obtenidos mediante la interpolación con *Spline*.

Estos valores han sido obtenidos para una frecuencia de 15GHz, una anchura de guía en los extremos de 10.06mm, una altura para las guías de 4.32mm y un espesor de 2.3mm.

Los irisres iniciales conocidos tienen anchuras de 2mm, 4mm, 6mm, 8mm y 10mm.

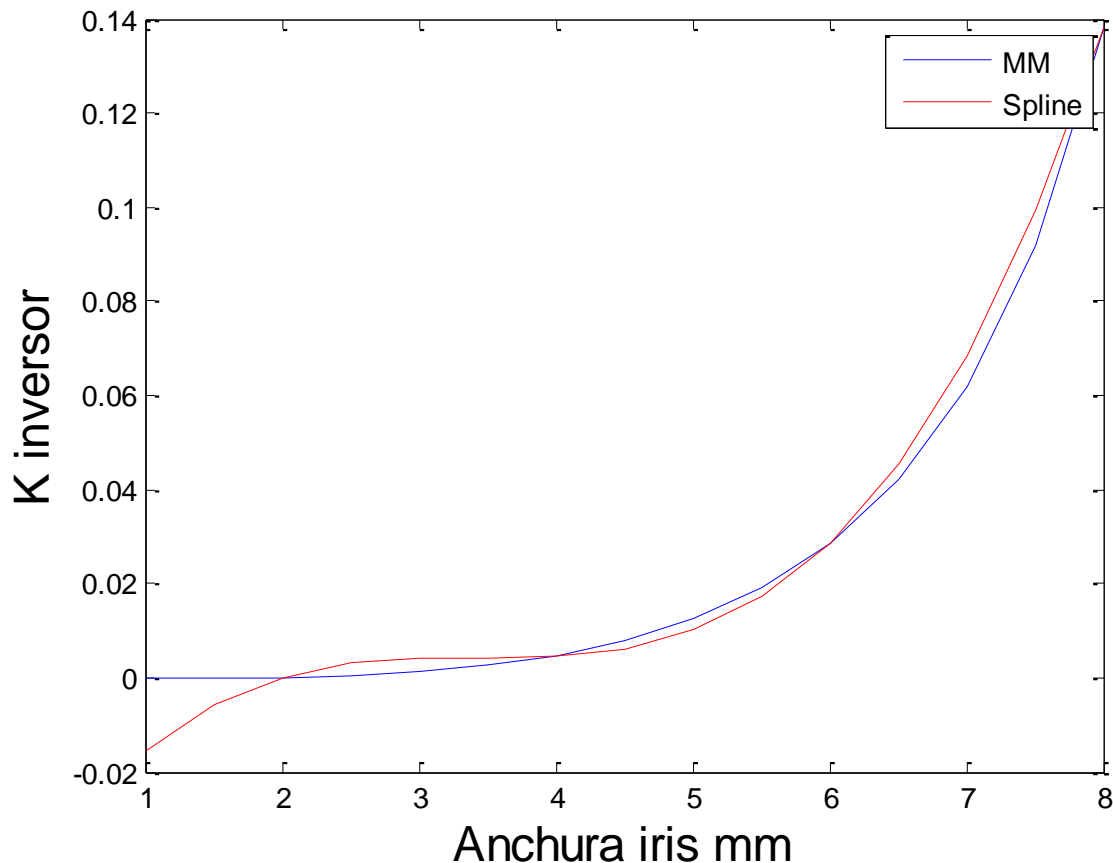


Figura 32. Comparación de la respuesta para Spline una variable (I)

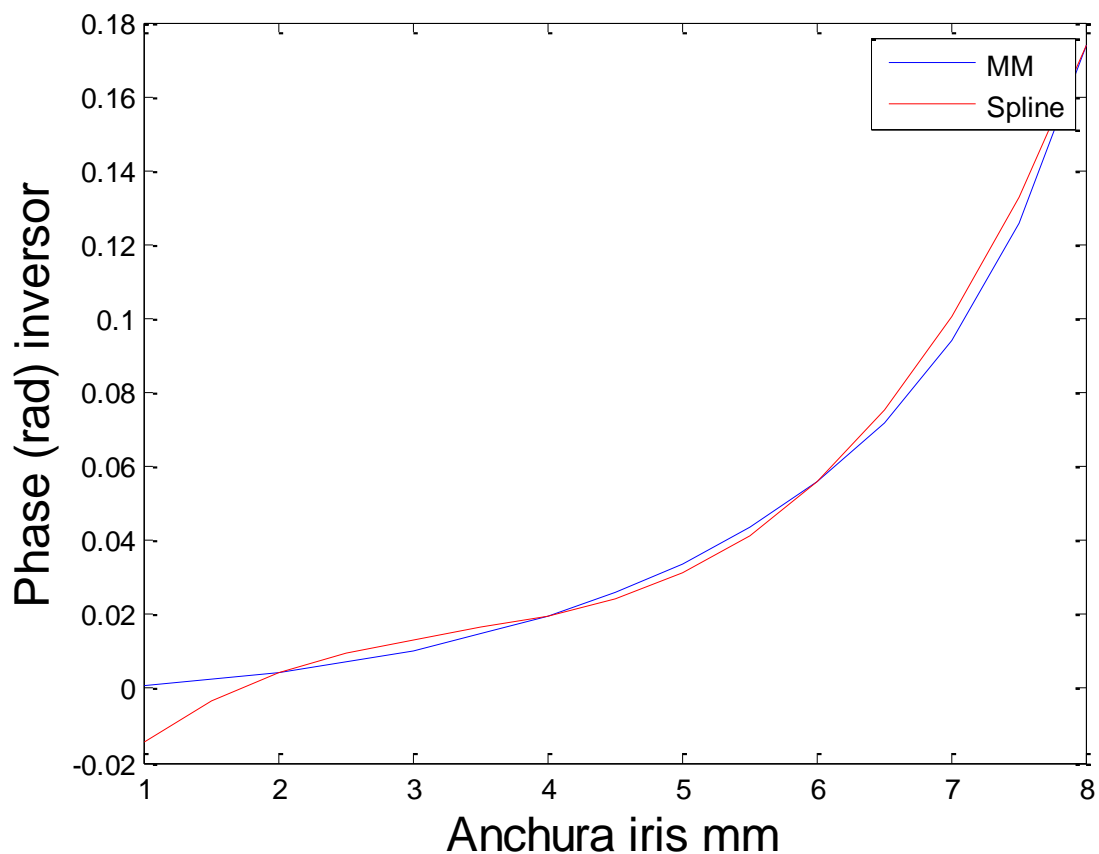


Figura 33. Comparación de la respuesta para Spline una variable (II)

A raíz de los resultados podemos decir que el proceso de interpolación para una variable, proporciona resultados válidos para la elaboración de filtros, dado que a partir de tan sólo 5 puntos conocidos, somos capaces de aproximar la respuesta en un rango concreto.

Por supuesto en un problema de diseño de filtros, se tienen varias dimensiones y distintas frecuencias a las que elaborar los filtros. Esto quiere decir, que para poder automatizar el proceso, con vistas a obtener los resultados rápidamente, tendremos que incorporar estas nuevas variables a nuestro problema anterior. Para ello, se elaborará un conjunto de datos, en el que no solo se tendrá las anchuras de cinco irises, sino que se incorporaran nuevas variables.

4.3 Elaboración del *Pool* de datos

En primer lugar es necesario obtener un *pool* de datos válido sobre el que aplicar los *splines*, por lo que se realizan simulaciones a distintas frecuencias y con distintas dimensiones del inversor.

Para el caso de la guía de onda rectangular, se establecen como dimensiones variables:

- Iris
 - Anchura
 - Espesor
- Guía
 - Anchura
- Frecuencia

De tal forma que el *pool* de datos constaría de 4 dimensiones y quedaría representado de la siguiente forma.

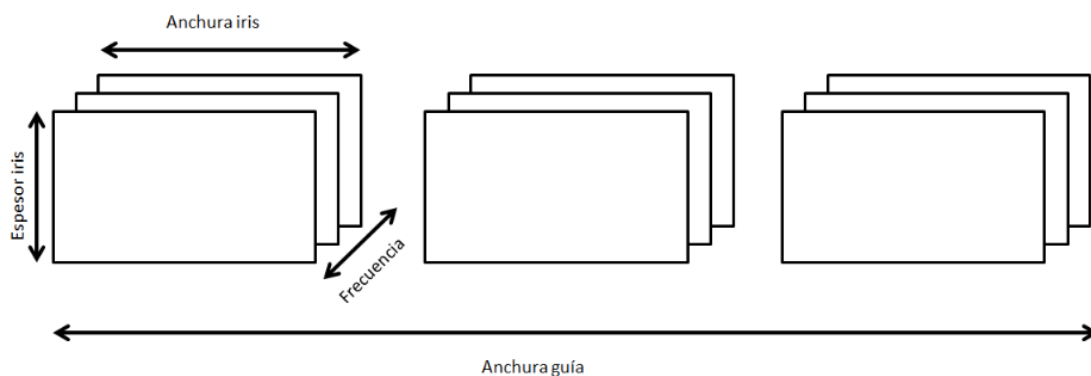


Figura 34. Vista explicativa modelo de datos

Ahora el objetivo es dados una anchura de iris, un espesor de iris, una frecuencia y una anchura de guía, extraer el valor del parámetro S_{11} que da lugar a un valor K del inversor.

Para ello se necesita aplicar el *spline* en distintas ocasiones, tantas como variables se evalúen. Con cada evaluación de una variable, se reduce el conjunto de valores incógnita que darán lugar al valor K final.

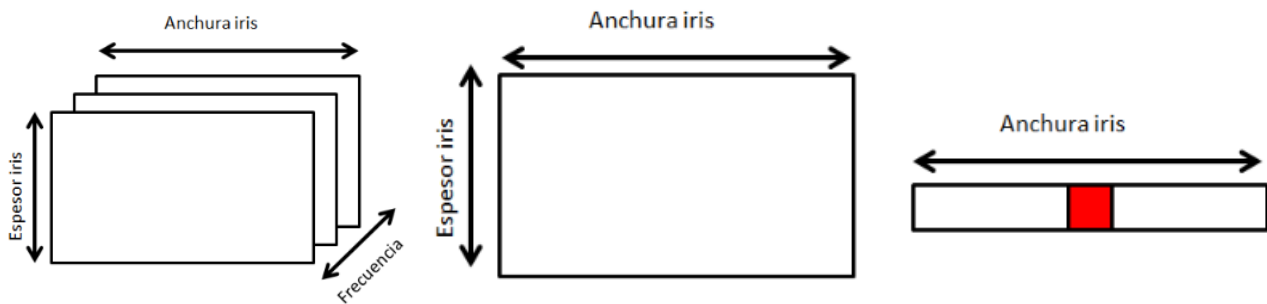


Figura 35. Evolución de los valores incógnita

Como se puede ver en la imagen anterior, la dimensión del conjunto de datos incógnita se va reduciendo paulatinamente conforme se van interpolando valores para cada dimensión variable del inversor.

El mismo proceso se aplica para calcular el desfase que provoca el inversor, de tal manera que se generan dos *pool* de datos, uno para los valores K del inversor y otro para el desfase que introducen.

4.4 Comportamiento del método para 5 variables

Para comprobar que efectivamente se puede realizar una primera aproximación de las dimensiones de un filtro con este método, se va a generar un *pool* de datos a través de la herramienta Mode-Matching para la guía de onda rectangular.

Se pretende generar un conjunto de datos similar al que se obtendría mediante una herramienta como CST, pero sin el inconveniente de emplear una gran cantidad de tiempo durante el proceso. El tiempo que lleva la obtención de un valor K mediante Mode-Matching es inferior a un segundo, en comparación con CST donde el proceso lleva más de un minuto.

A continuación se presenta una comparativa que pretende validar la calidad en el proceso de interpolación. Por un lado se muestra la respuesta real proporcionada por Mode-Matching. Por otro, un proceso de interpolación aplicado sobre cuatro variables denominado *InterpN* y un proceso de interpolación sobre una sola variable *Spline*. El número de intervalos escogidos para el cálculo de las *Splines* es de 5.

Los datos del problema son: Espesor del iris = 2.3mm, frecuencia de corte del filtro = 15GHz, anchura de la guía = 10.06mm y altura de la guía = 4.32mm.

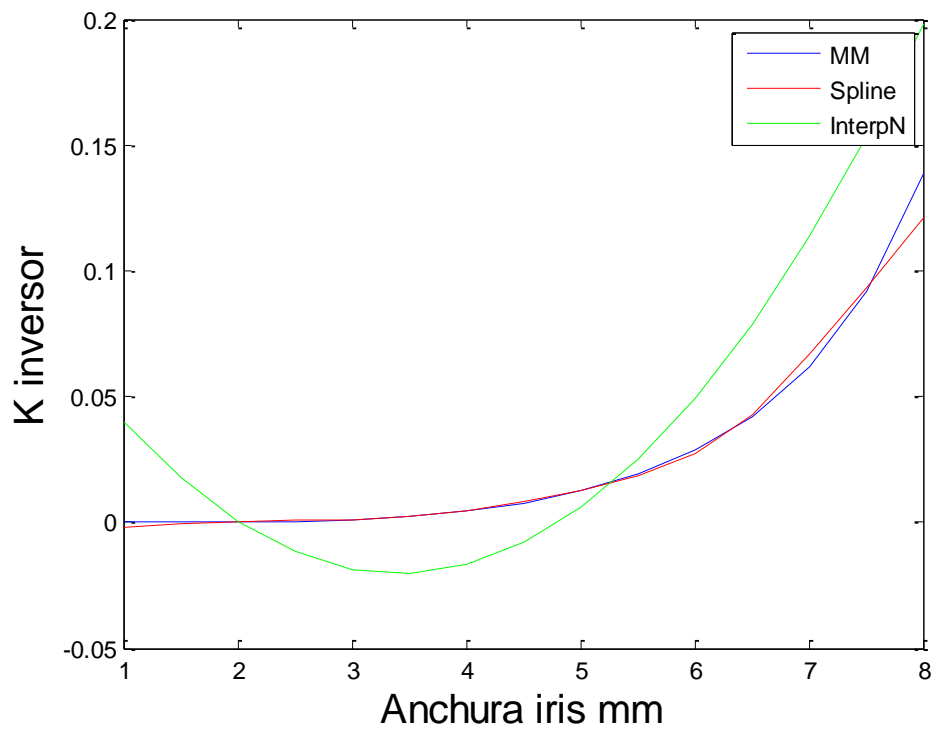


Figura 36. Comportamiento valor K para Mode-Matching respecto Spline e InterpN (pool1)

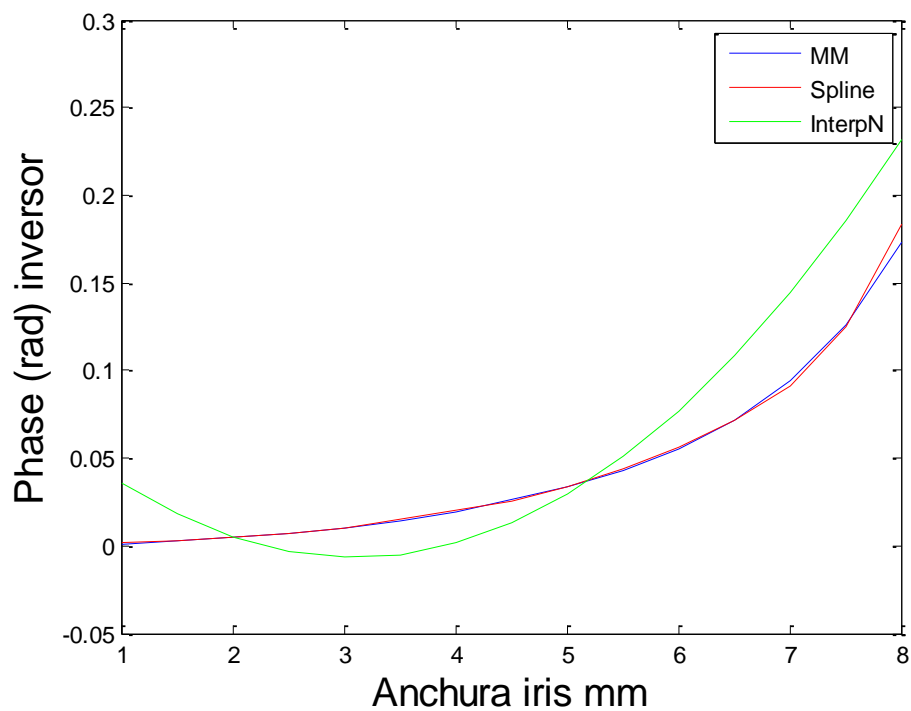


Figura 37. Comportamiento de la fase para Mode-Matching respecto Spline e InterpN (pool1)

Analizando las dos imágenes anteriores se puede ver que mediante este proceso se logran resultados similares tanto para un *pool* de datos pequeño (*InterpN*), como para la herramienta de Mode-Matching. La calidad de los resultados viene asociada a dónde se evalúe la respuesta del filtro para el pool de datos. Algo ya de por sí previsible dado que la interpolación es un proceso que logra mayor precisión cuando la distancia entre puntos es lo suficientemente cercana.

Por otra parte se muestra la respuesta *Spline* en rojo, que interpola los valores para una única variable, en este caso la anchura del iris. Existe una diferencia apreciable entre los resultados obtenidos en el caso de interpolar para una variable o hacerlo sobre cuatro. Parece lógico que cuanto menor sea el número de variables sobre las que interpolar, menor será el error final en la respuesta. Esto anticipa la necesidad de un proceso de optimización.

El *pool* de datos se ha generado teniendo como variables: la anchura de la guía, el espesor del iris, la frecuencia y la anchura del iris. Donde se han escogido tres valores distintos para cada variable.

- Anchura de la guía en los valores 5.1mm, 10.06mm y 15.03mm.
- Espesor del iris en los valores a 1mm, 2.3mm y 3.6mm.
- Frecuencia en los valores 15GHz, 18.33GHz y 21.66GHz.
- Anchura del iris en los valores 2mm, 5.3mm y 8.6mm.

De esta forma queda fija la variable altura de la guía 4.32mm.

Todo ello da lugar a un *pool* con 81 valores. El cual se ha obtenido en un tiempo de 1.166 segundos con un PC de 16GB de RAM y procesador i7 de séptima generación. Para obtener un solo valor mediante CST tendríamos que dedicar del orden de minutos. Razón por la cual se ha optado por emplear la herramienta de Mode-Matching [9] para realizar una primera aproximación.

Una de las dificultades encontradas durante la elaboración del *pool* de datos, fue decidir qué valor se iba a almacenar. En primer lugar se optó por almacenar el valor del parámetro S_{11} el cual es un número complejo, y a partir de ahí hallar el valor K del inversor y el desfase siguiendo las ecuaciones comentadas en el apartado 2.5.

Los resultados son los siguientes:

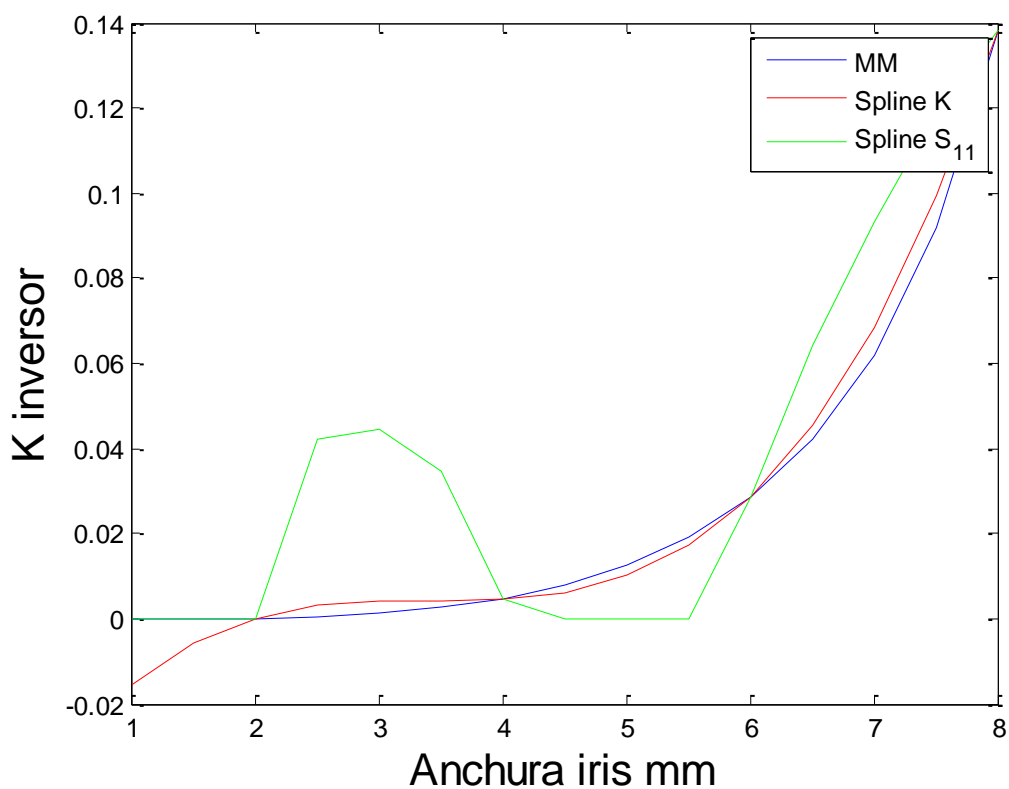


Figura 38. Comparativa del pool de datos con K del inversor frente a pool de datos con S11

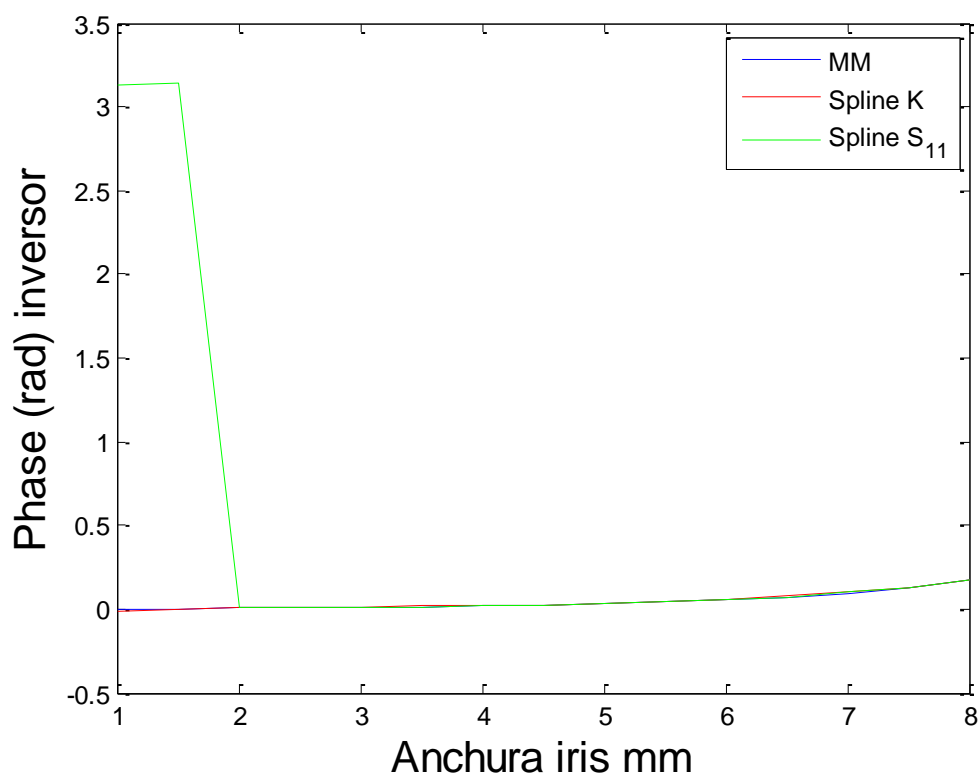


Figura 39. Comparativa del pool de datos con K del inversor frente a pool de datos con S11

Como se puede ver por comparación respecto del *pool* de datos generado directamente para los valores de K y fase del inversor, la respuesta es claramente menos precisa. La obtención de la fase ya sea con un *pool* u otro parece acertada en el rango de 2mm a 8mm, mientras que el valor de K con el *pool* de datos compuesto de valores complejos del S_{11} está lejos de ser una buena aproximación.

Esta diferencia en la precisión de los resultados es debida a la exactitud con la que el proceso de interpolación actúa sobre números complejos, pues es mejor sobre números reales, como es el caso de la K y la fase del inversor.

Motivo por el cual se ha decidido generar dos *pools* de datos, uno para guardar los valores K y otro para los valores de fase, en lugar de uno único con el parámetro S_{11} .

4.5 Eficacia del *pool* de datos

En la sección anterior se explica que para poder emplear el proceso de interpolación, se necesita un *pool* de datos sobre el que aplicar dicha operación. El objetivo ahora, es ver el comportamiento de la interpolación sobre diferentes *pools* de datos.

Lo primero será generar dos *pools* de datos distintos:

➤ *Pool* 1:

- Anchura de la guía en los valores 5.1mm, 10.06mm y 15.03mm.
- Espesor del iris en los valores a 1mm, 2.3mm y 3.6mm.
- Frecuencia en los valores 15GHz, 18.33GHz y 21.66GHz.
- Anchura del iris en los valores 2mm, 5.3mm y 8.6mm.
- Altura 4.32mm

➤ *Pool* 2:

- Anchura de la guía en los valores 7.1mm, 11.40mm y 15.70mm.
- Espesor del iris en los valores a 1mm, 2.33mm y 3.66mm.
- Frecuencia en los valores 8GHz, 18.66GHz y 29.33GHz.
- Anchura del iris en los valores 2mm, 5.3mm y 8.6mm.
- Altura 4.32mm

Para el *Pool* 1 hemos visto el comportamiento respecto de la herramienta Mode-Matching y de Spline. El comportamiento del *Pool* 2 es el siguiente:

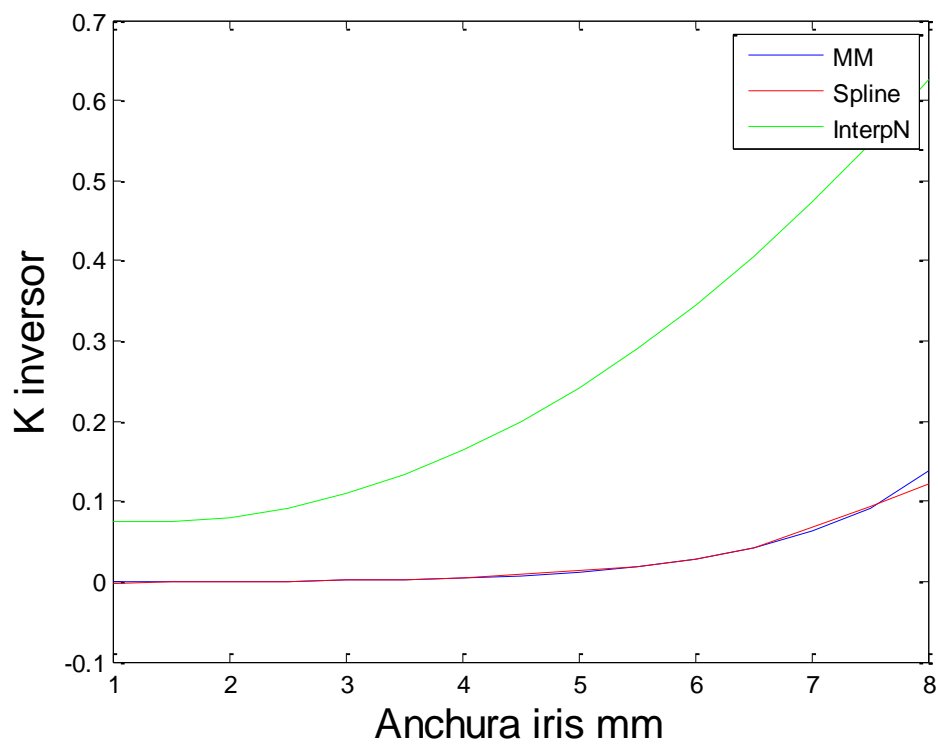


Figura 40. Comportamiento valor K para Mode-Matching vs. Spline e InterpN (Pool 2)

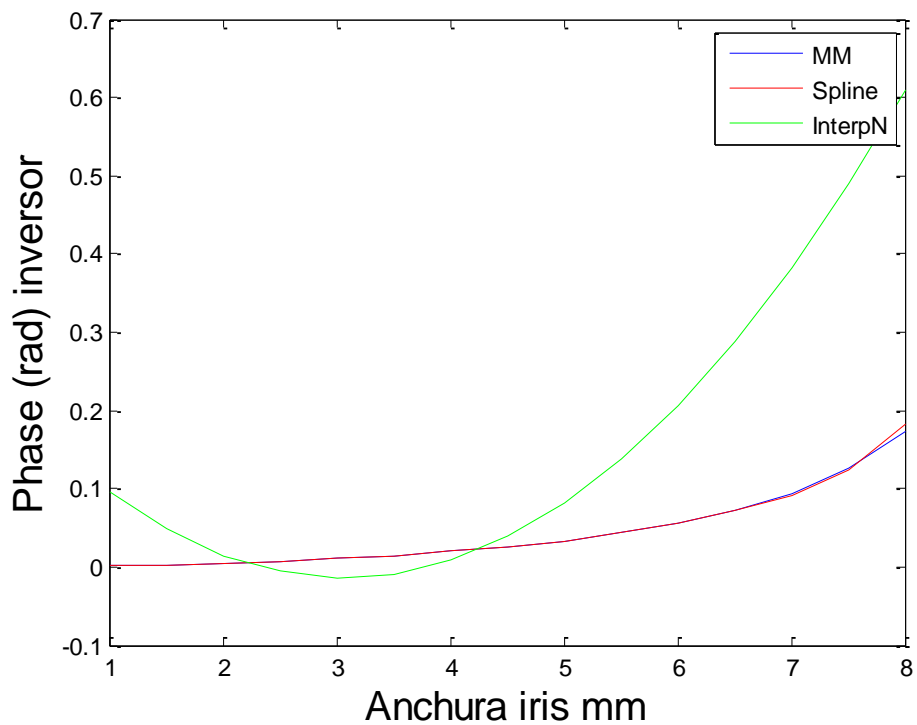


Figura 41. Comportamiento de la fase para Mode-Matching vs Spline e InterpN (Pool 2)

Prestando atención al valor K del inversor podemos observar que la respuesta de la función de interpolación para cuatro variables (InterpN en verde) se aleja bastante del mostrado por Mode-Matching y por la interpolación para una sola variable (Spline en rojo).

Por otro lado la respuesta de la fase parece ser razonable para el rango de anchuras entre 2mm y hasta 4.2mm, aunque fuera de ese rango el comportamiento difiere bastante.

A raíz de estos resultados podemos anticipar las notables diferencias que encontraremos en la respuesta de los filtros al emplear un *pool* u otro. Además podemos suponer que para unos casos será más preciso emplear un *pool* y habrá casos en los que será más razonable usar el otro.

4.6 Filtro en Guía de Onda Rectangular

Se va a proceder a realizar el diseño de tres filtros paso-banda en distintas frecuencias para los dos *pools* de datos anteriores. El objetivo es encontrar el *pool* de datos que proporciona la respuesta más cercana a la deseada así como ver la diferencia que existe entre esta y la proporcionada por el proceso de automatización.

➤ Filtro 1:

- Banda de paso de 17.70 GHz a 18.30 GHz.
- Adaptación mejor o igual a 20dB.
- Pérdidas de inserción mejores a 0.1dB.
- Orden 4.
- Líneas en $\lambda/2$.

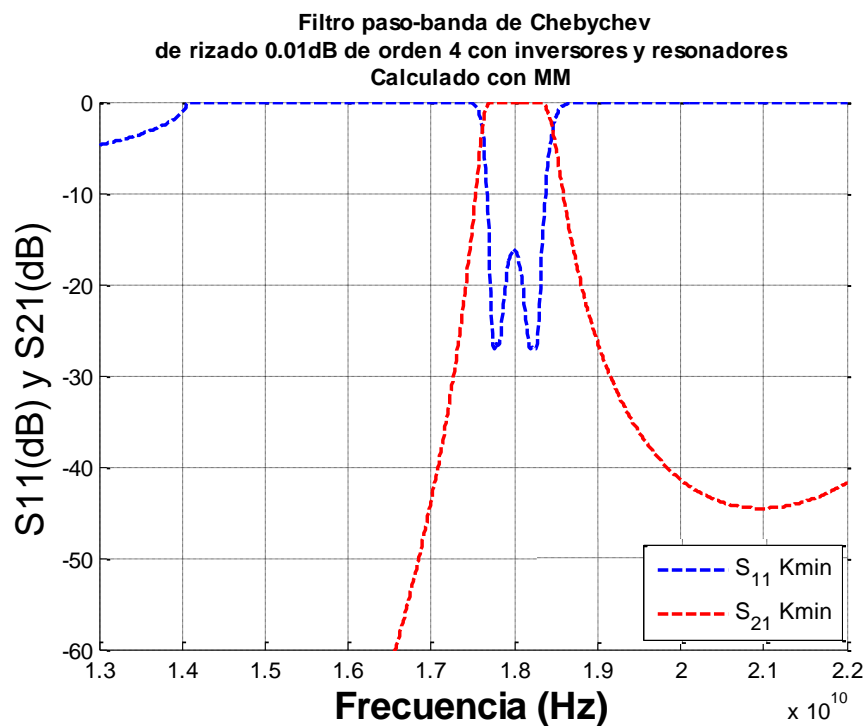


Figura 42. Respuesta filtro 1 diseñado eligiendo la K del inversor más próxima a la real

Esta es la respuesta buscada, por lo que nuestro objetivo con el script de automatización es aproximarnos a dicha respuesta y posteriormente mediante una última etapa de optimización ajustar la respuesta.

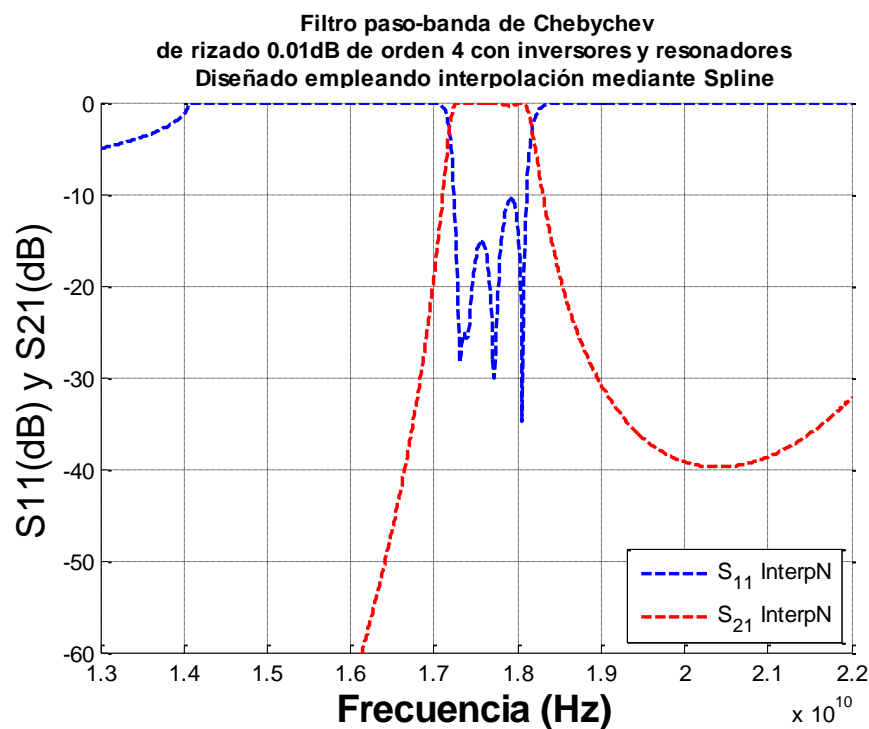


Figura 43. Respuesta Filtro 1 – Pool 1

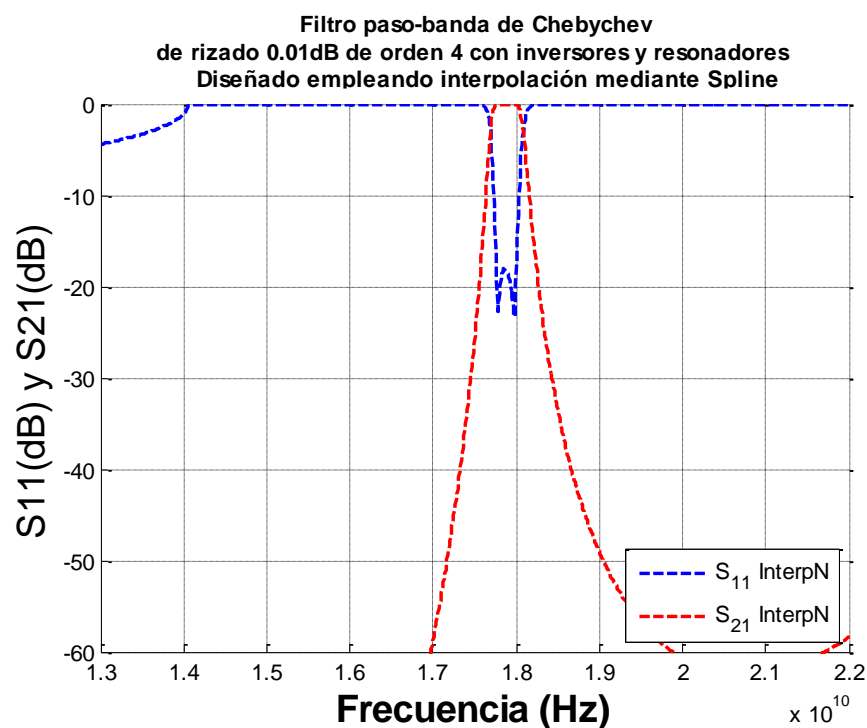


Figura 44. Respuesta Filtro 1 – Pool 2

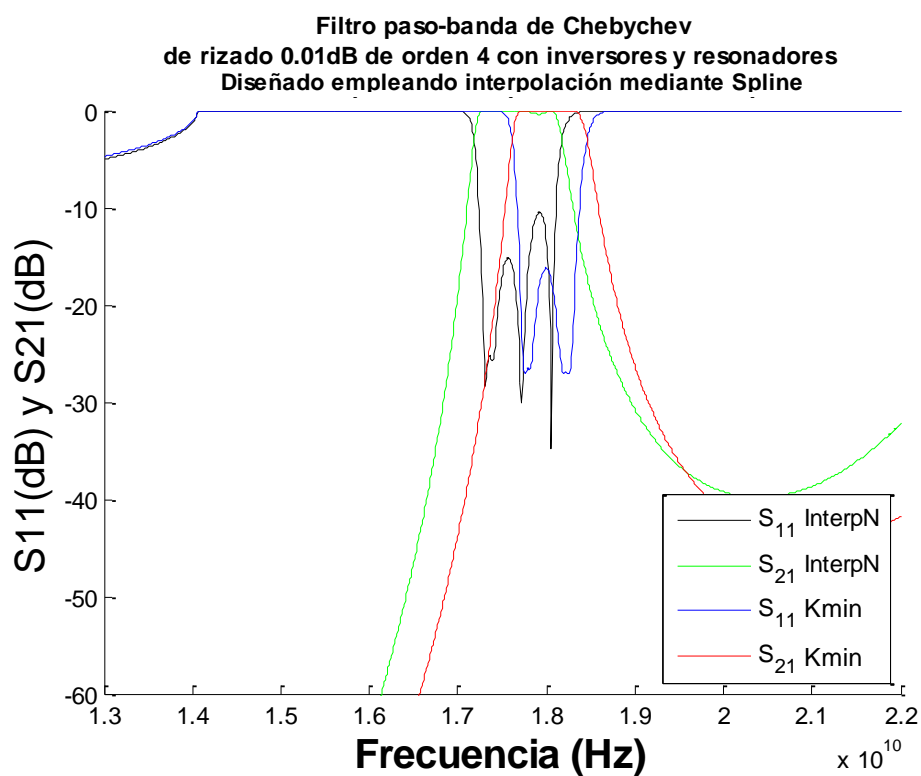


Figura 45. Comparativa Filtro 1-Pool 1 vs Kmin

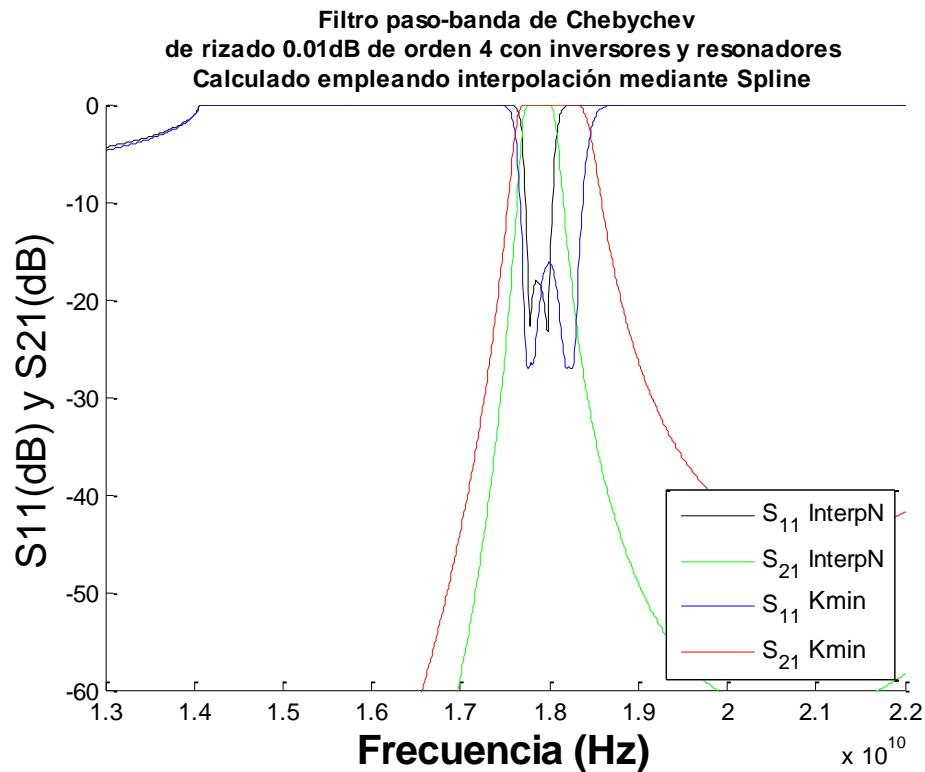


Figura 46. Comparativa Filtro 1-Pool 2 vs Kmin

Para el *pool 1* (Figuras 42 y 43) se puede ver que existe una desviación de la respuesta hacia frecuencias más bajas. Se visualizan claramente los 4 ceros de transmisión introducidos por emplear un filtro de orden 4. El error de desviación deberá ser corregido en una posterior etapa de optimización mediante una herramienta de simulación como CST.

La peculiaridad del *pool 2* (Figuras 44 y 45) con estas especificaciones del filtro, es su ancho de banda, menor de lo esperado aunque más centrado que el obtenido con el *pool 1*. Respecto del rizado vemos que el *pool 2* está más próximo al obtenido mediante Mode-Matching.

A la vista de los resultados podemos concluir que el *pool 1* a pesar de introducir un desvío en la respuesta parece una aproximación válida sobre la que aplicar un proceso de optimización habiendo ahorrado tiempo en la síntesis inicial del filtro. Sobre el *pool 2* encontraremos una dificultad mayor a la hora de ajustar la respuesta a la pedida en las especificaciones.

En ambos casos la fase de optimización es una necesidad con la que ya se contaba. El tiempo empleado en la confección inicial del filtro para ambos *pools* es idéntica sin embargo el tiempo empleado en la fase de optimización dependerá de lo alejado que se esté de la respuesta ideal. En base a esto parece que partir del diseño alcanzado a través del *pool 1* es lo más acertado en cuestión de tiempo.

Para la optimización en primer lugar definiremos la función de coste como:

$$F_{coste} = \left(\sum_{freq} |S_{11}^{Ideal}(freq)|^2 - |S_{11}^{Estructura}(freq)|^2 \right) + \left(\sum_{freq} |S_{21}^{Ideal}(freq)|^2 - |S_{21}^{Estructura}(freq)|^2 \right)$$

Lo principal es encontrar la mayor similitud posible en la banda de paso. Para ello, *freq* tomará los puntos de los ceros en dicha banda y por otro lado también tomará el valor de puntos alejados de la banda de paso a 0.75GHz, 1GHz y 1.25GHz. Para lograr que la optimización se centre más en la banda de paso que en el resto de frecuencias, el peso que se concede a los puntos evaluados dentro de la banda es 8 veces mayor que el de los puntos fuera de la banda.

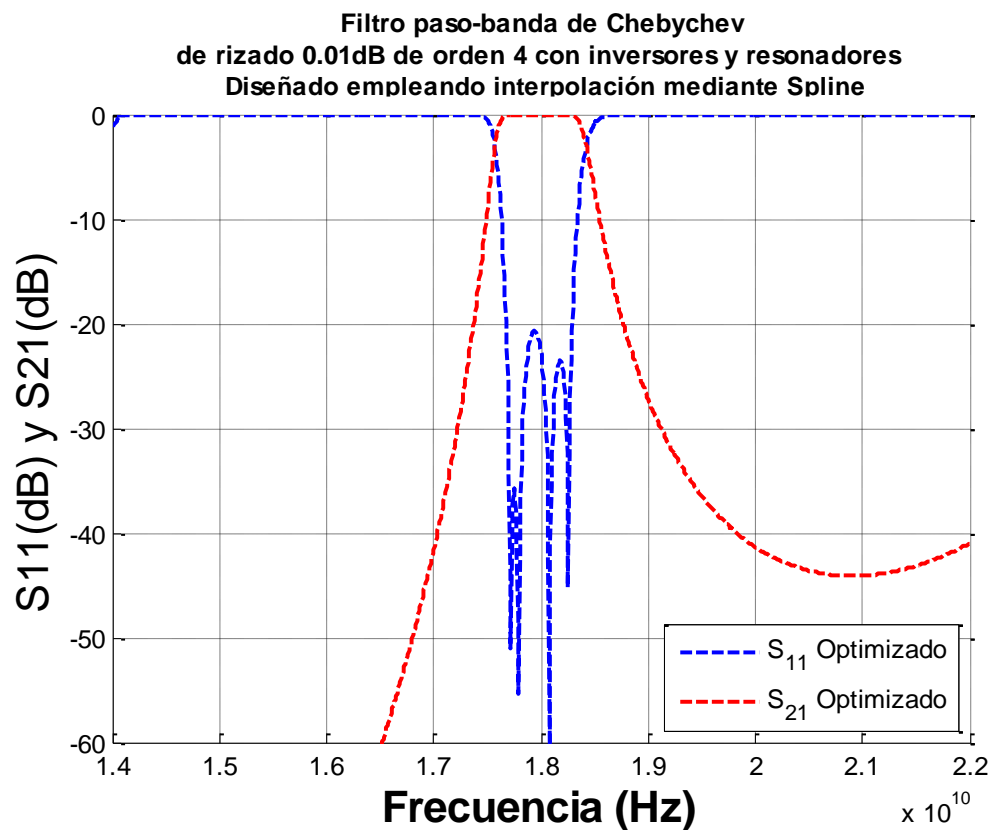
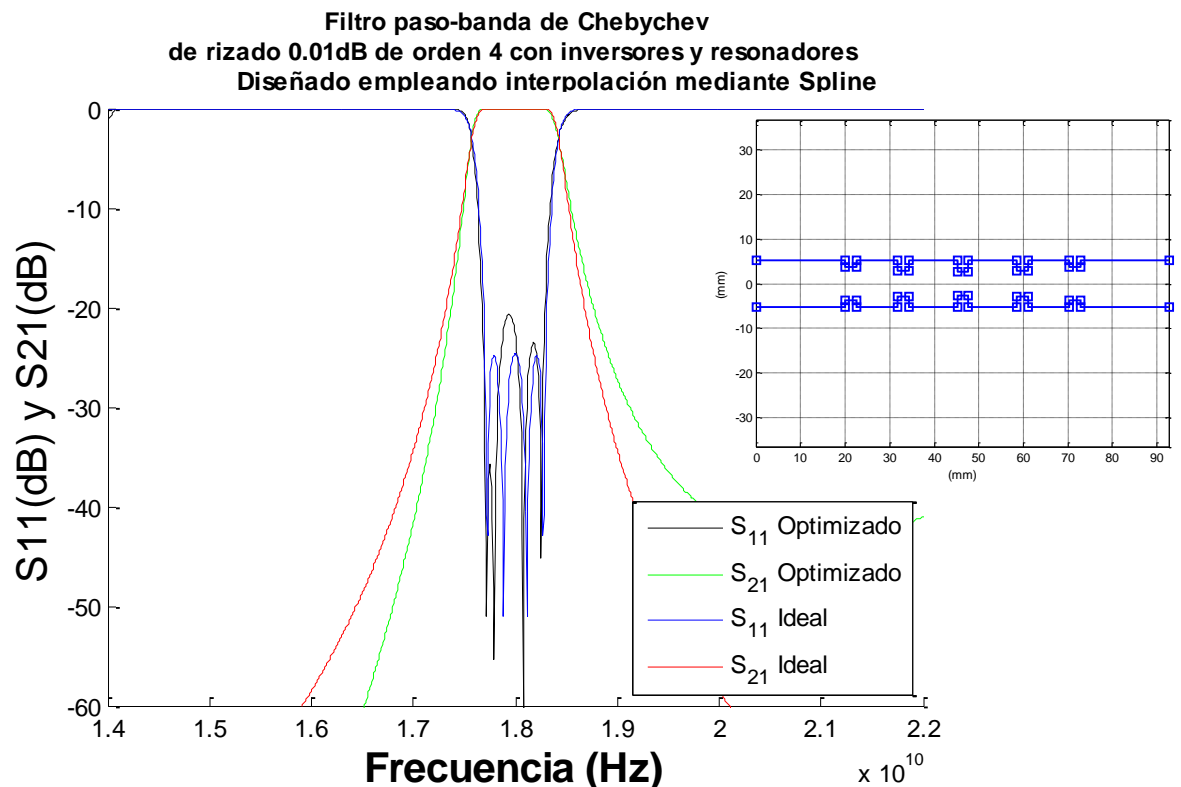


Figura 47. Respuesta Filtro 1 – Pool 1 Optimizado



Tras aplicar una primera etapa de optimización se puede apreciar una notable mejora en los resultados (Figura 46 y 47), ahora la banda de paso está centrada en la frecuencia central tal y como se esperaba (Figura 47). El punto de corte a -3dB también está más cerca del que se aprecia en el filtro ideal. Como es lógico la caída del S_{21} no es tan abrupta pero cumple con las especificaciones. Por último se pueden apreciar claramente los cuatro ceros correspondientes a un filtro de orden cuatro.

Las dimensiones finales del filtro optimizado son las siguientes:

- Anchura de las cavidades en milímetros: 10.6700, 7.5123, 10.6700, 5.7585, 10.6700, 5.4069, 10.6700, 5.7585, 10.6700, 7.5123 y 10.6700.
- Longitud de las cavidades en milímetros: 20.0000, 2.5000, 9.2780, 2.5000, 10.8787, 2.5000, 10.8787, 2.5000, 9.2780, 2.5000 y 20.0000.
- Altura de las cavidades en milímetros: 4.32 para todas las secciones.

➤ **Filtro 2:**

- Banda de paso de 15.50 GHz a 16.00 GHz.
- Adaptación mejor o igual a 20dB.
- Pérdidas de inserción mejores a 0.1dB.
- Orden 4.
- Líneas en $\lambda/2$.

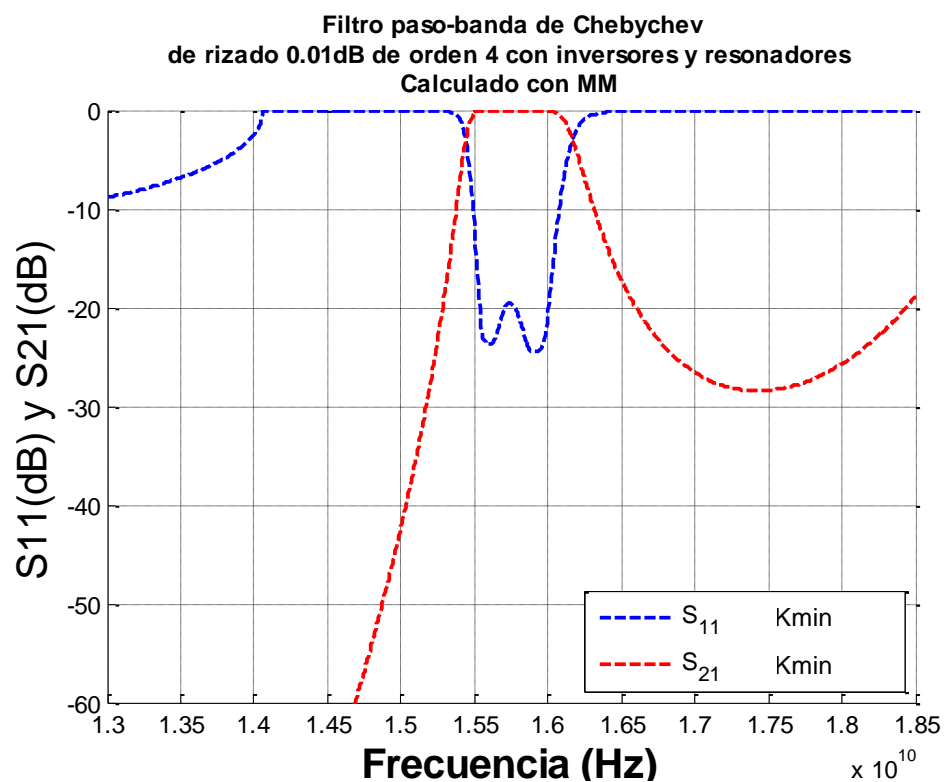


Figura 49. Respuesta filtro 2 diseñado eligiendo la K del inversor más próxima a la real

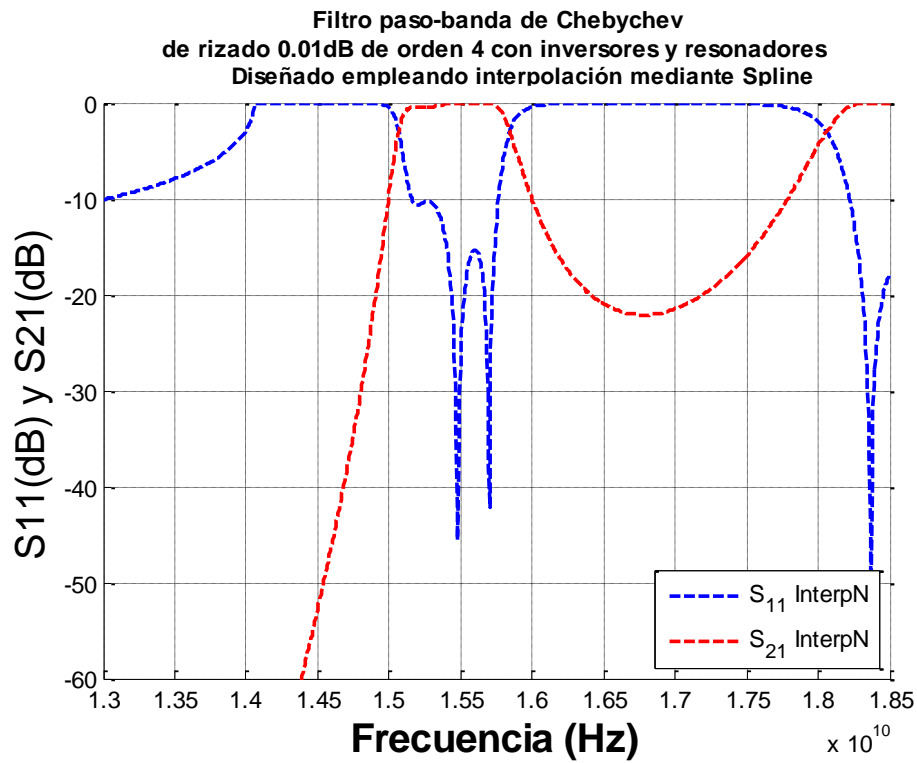


Figura 50. Respuesta Filtro 2 – Pool 1

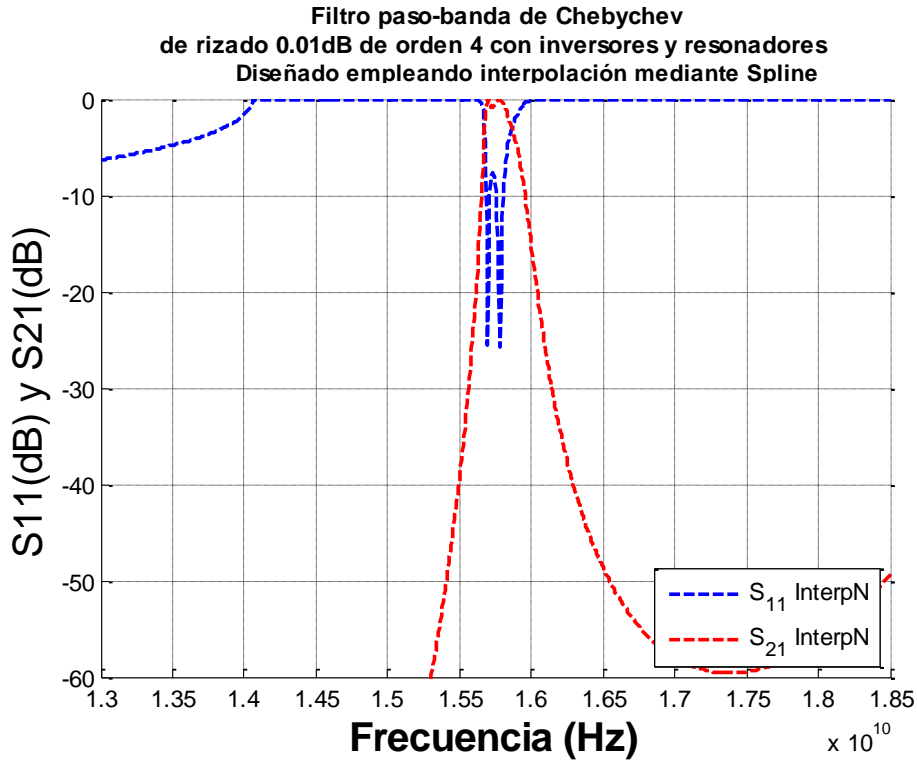


Figura 51. Respuesta Filtro 2 – Pool 2

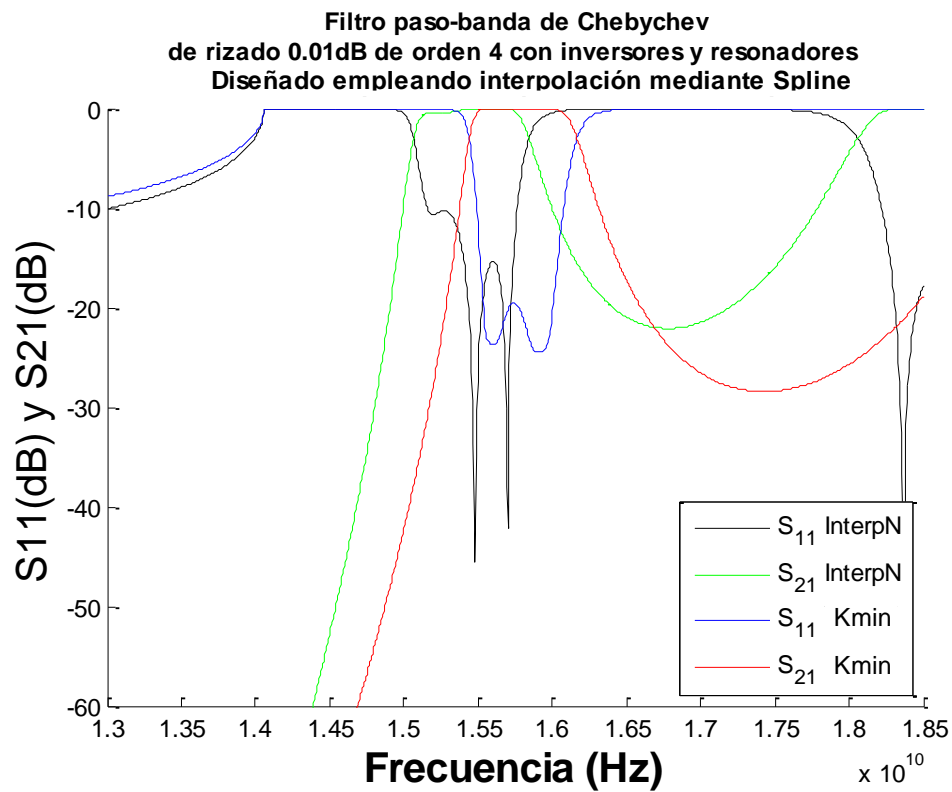


Figura 52. Comparativa Filtro 2-Pool 1 vs Kmin

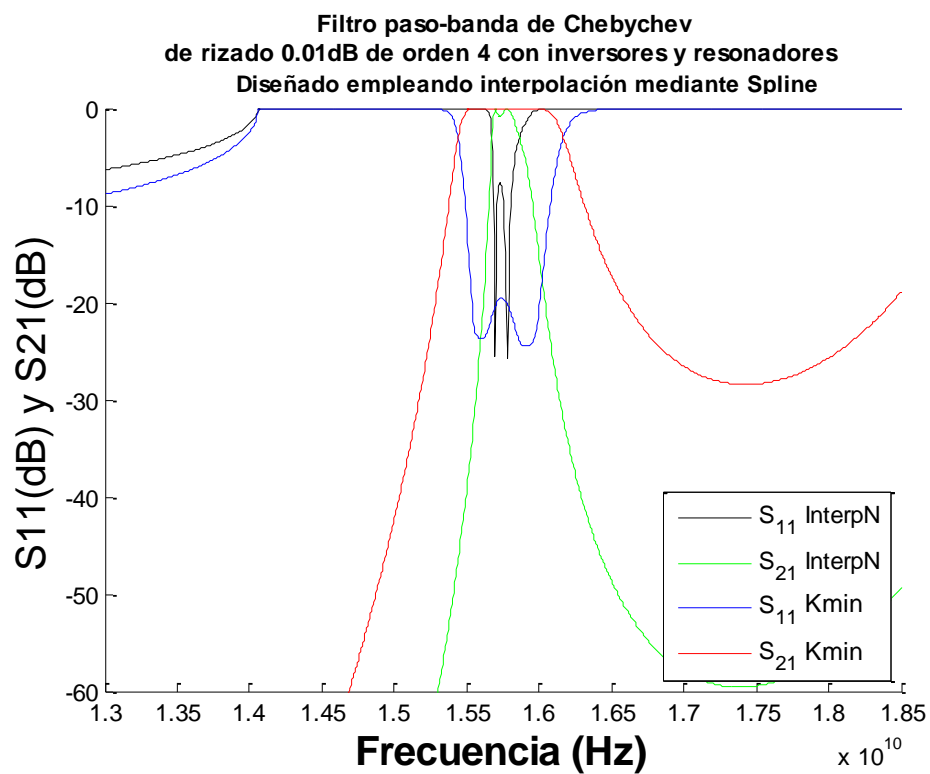


Figura 53. Comparativa Filtro 2-Pool 2 vs Kmin

Igual que sucedía con el Filtro 1 – *pool 1* (Figuras 49 y 51), podemos apreciar un desvío de la banda de paso hacia las frecuencias más bajas por lo que habrá que igual que antes emplear una herramienta de optimización como CST.

De forma análoga a lo que ocurría con el *pool 2* y el filtro 1, el ancho de banda se ve reducido de forma drástica por lo que una optimización sobre este diseño llevaría considerablemente más tiempo (Figura 50 y 52).

El resultado para este Filtro 2 es aceptable empleando el *pool 1*, se aprecian los 4 ceros de transmisión y tan sólo habrá que aplicar la fase de optimización partiendo de este diseño inicial. Por el contrario el diseño obtenido mediante el *pool 2* puede ser descartado por alejarse excesivamente del resultado esperado. Pues no se ven los cuatro ceros de transmisión ni se alcanzan valores de rizado aceptables. Todo ello sumado a que el ancho de banda dista de ser el ideal.

Por todo ello podemos ver que el *pool 1* en este caso proporciona un punto de partida razonable mientras que el *pool 2* no. Lo cual confirma que dependiendo del *pool* de datos empleado los resultados podrán variar en mayor o menor medida.

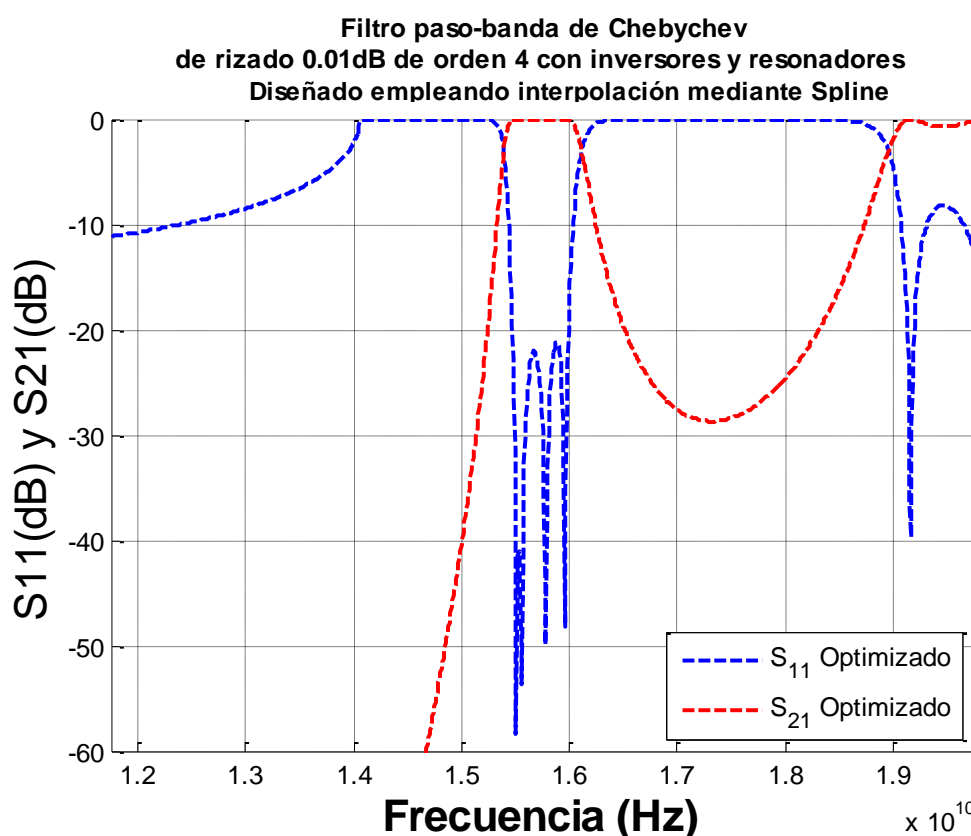


Figura 54. Respuesta Filtro 2 – Pool 1 Optimizado

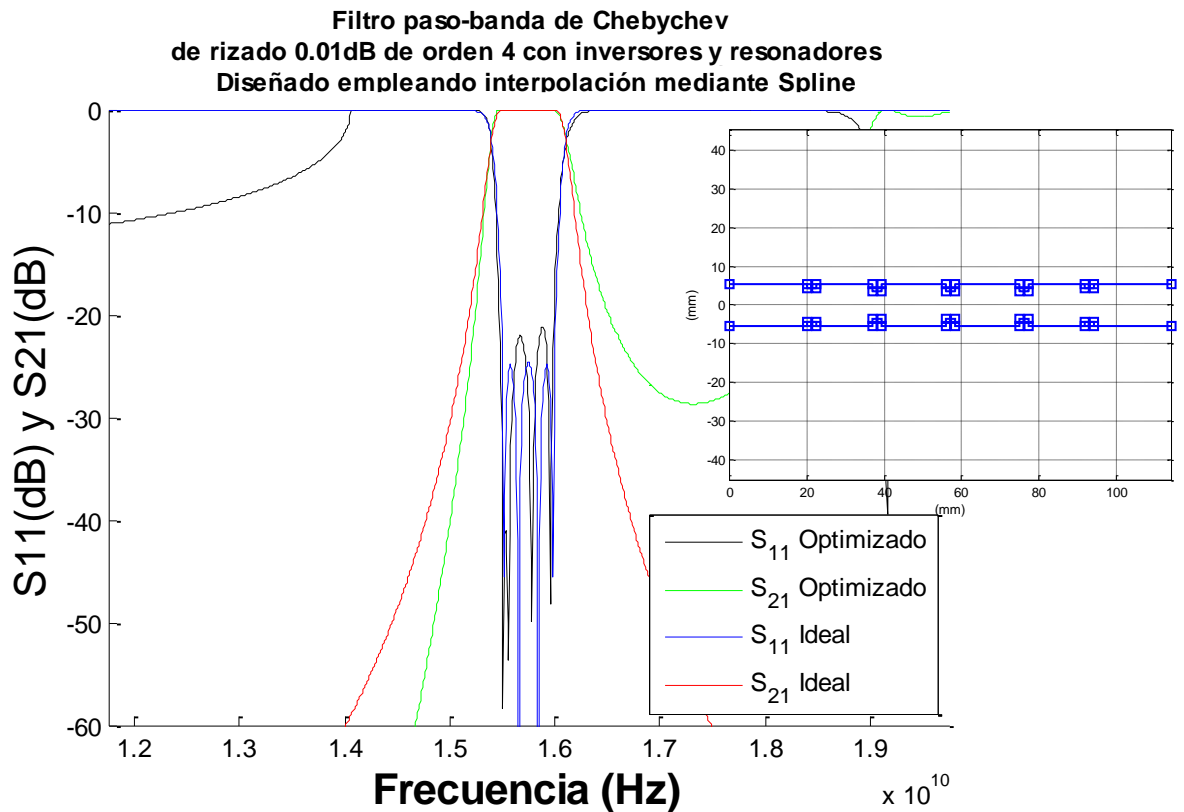


Figura 55. Comparativa Filtro 1-Pool 1 Optimizado vs Filtro ideal

Al igual que sucedía con el filtro 1, se ha conseguido corregir el desvío existente en la banda de paso (Figura 54) y que ahora está centrada en la frecuencia central de 15.75GHz. Los puntos de corte a -3dB está ahora más cerca de los pertenecientes al filtro ideal y la atenuación se aproxima considerablemente más a las condiciones ideales, además se pueden apreciar claramente los cuatro ceros correspondientes a un filtro de orden cuatro. Es este por tanto un filtro que dependiendo de lo restrictivo que sea su aplicación, podría implementarse. Tan sólo ha sido necesario especificar el orden del filtro la banda de paso y la atenuación deseada siendo el resto de proceso automático.

Las dimensiones finales del filtro optimizado son las siguientes:

- Anchura de las cavidades en milímetros: 10.6700, 8.6569, 10.6700, 7.2960, 10.6700, 6.9393, 10.6700, 7.2960, 10.6700, 8.6569 y 10.6700.
- Longitud de las cavidades en milímetros: 20.0000, 2.5000, 14.3413, 2.5000, 16.5186, 2.5000, 16.5186, 2.5000, 14.3413, 2.5000 y 20.0000.
- Altura de las cavidades en milímetros: 4.32 para todas las secciones.

➤ **Filtro 3:**

- Banda de paso de 20.00 GHz a 21.00 GHz.
- Adaptación mejor o igual a 20dB.
- Pérdidas de inserción mejores a 0.1dB.
- Orden 6.
- Líneas en $\lambda/2$.

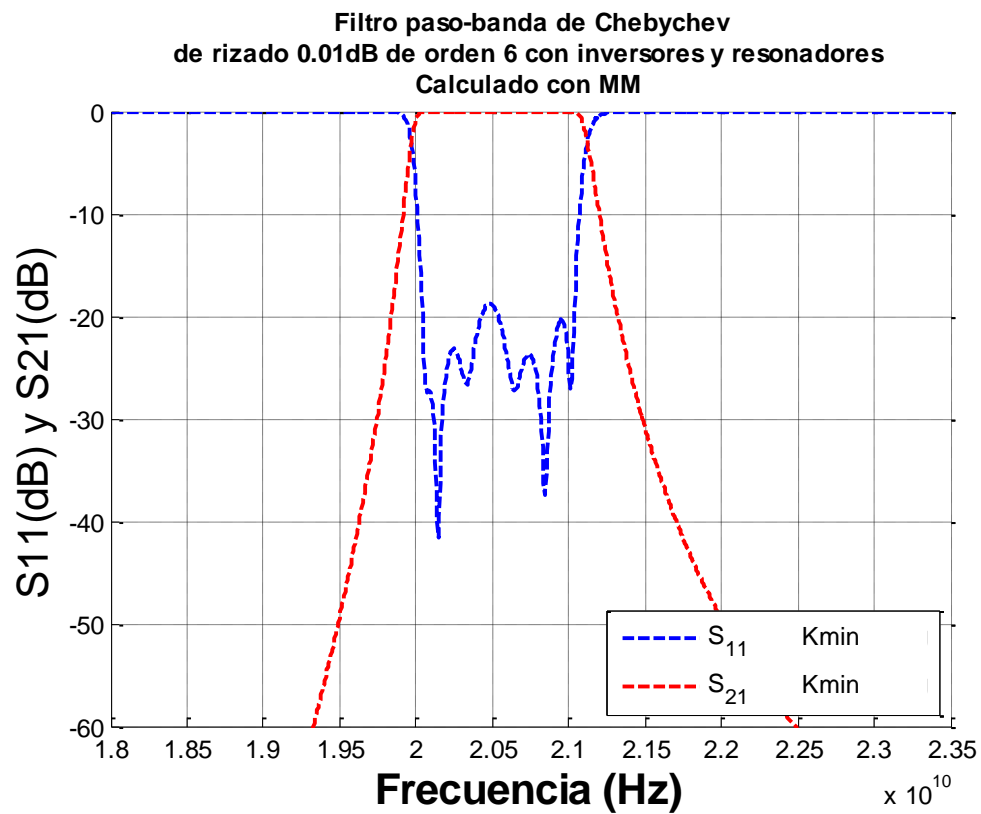


Figura 56. Respuesta filtro 3 eligiendo la K del inversor más próxima a la real

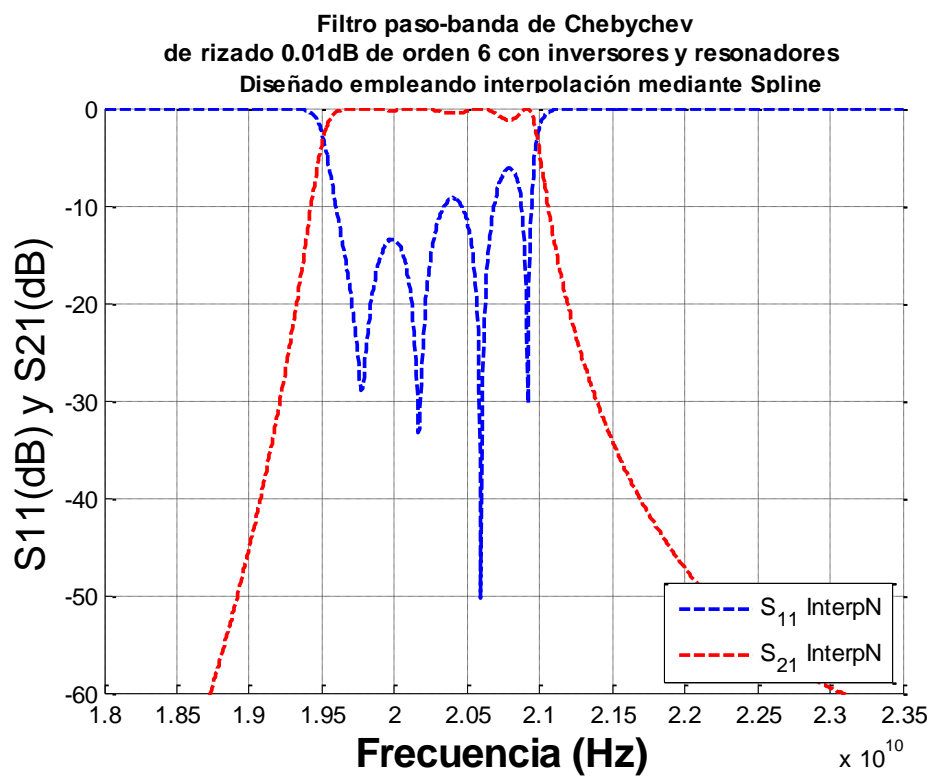


Figura 57. Respuesta Filtro 3 – Pool 1

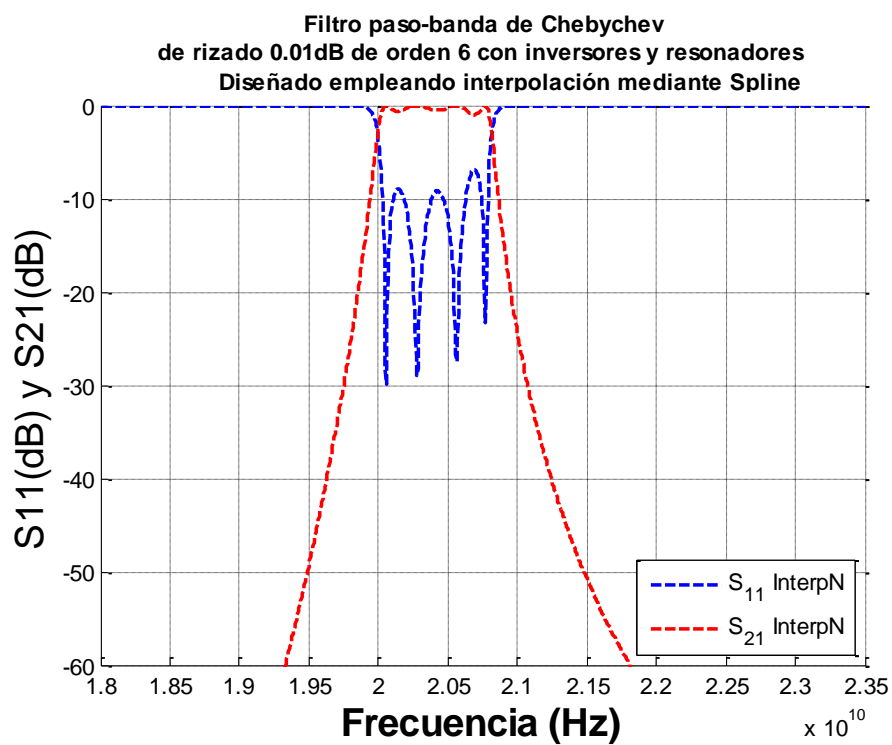


Figura 58. Respuesta Filtro 3 – Pool 2

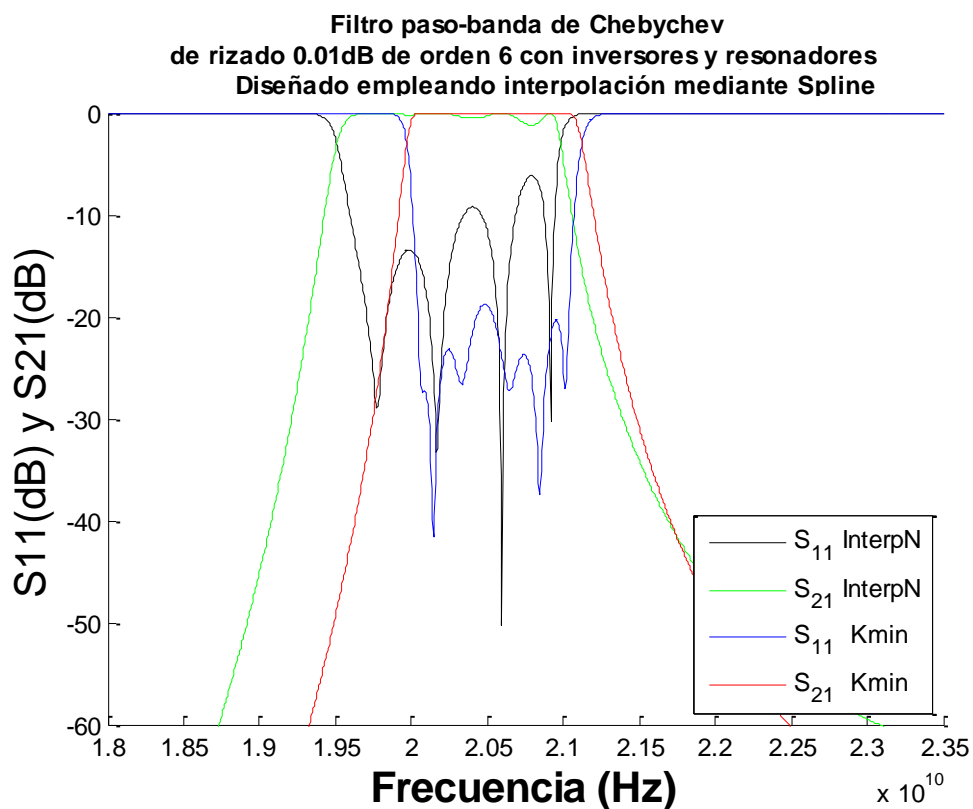


Figura 59. Comparativa Filtro 3-Pool 1 vs Kmin

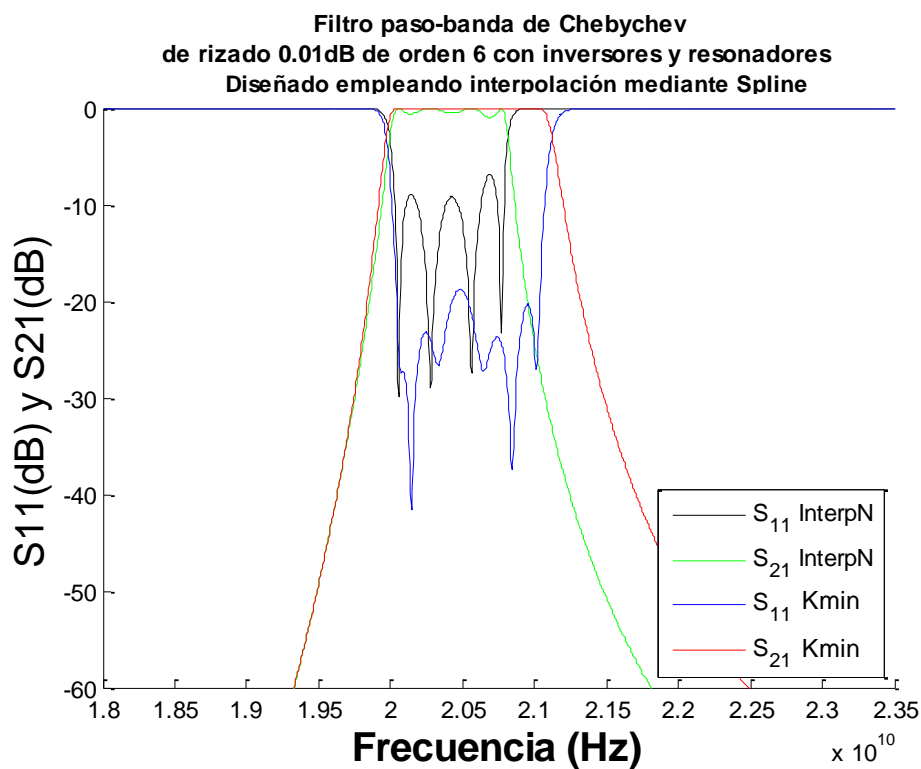


Figura 60. Comparativa Filtro 3-Pool 2 vs Kmin

Nuevamente para el *pool 1* (Figuras 56 y 58) se puede ver el desplazamiento de la banda de paso hacia frecuencias bajas. La adaptación deseada de -20dB se encuentra en algunos puntos de la banda de paso en -10db por lo que la fase de optimización llevará más tiempo. En este caso nos encontramos con un filtro de orden 6 por lo que la realización de un filtro preliminar será más larga que las anteriores de orden 4. Empleando la herramienta de optimización esto se traduce en apenas 2 segundos de ejecución mientras que de una forma *tradicional* este proceso llevaría considerablemente más tiempo.

El *pool 2* (Figuras 57 y 59) parece que ofrece un mejor comportamiento en este caso dado que se ajusta mejor a la banda de paso pero con evidentes diferencias en el rizado. Diferencias que han de ser resueltas durante la fase de optimización. Por otro lado y viendo el comportamiento del *pool 1* parece razonable decir que para las especificaciones propuestas en este tercer filtro, el *pool 2* ofrece un mejor punto de partida dado que la respuesta se acerca más a la deseada que la del *pool 1* y por tanto el tiempo empleado durante la optimización será menor.

En cualquier caso la fase de optimización es necesaria para alcanzar unos resultados aceptables y acordes a las especificaciones solicitadas.

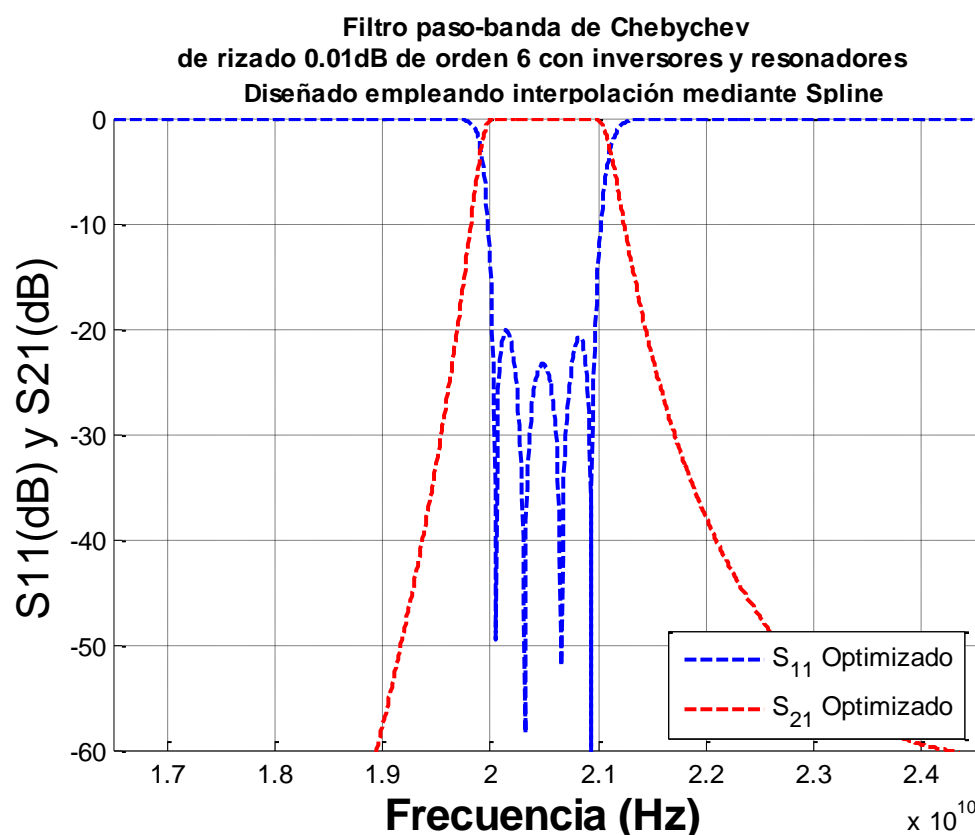


Figura 61. Respuesta Filtro 3 – Pool 1 Optimizado

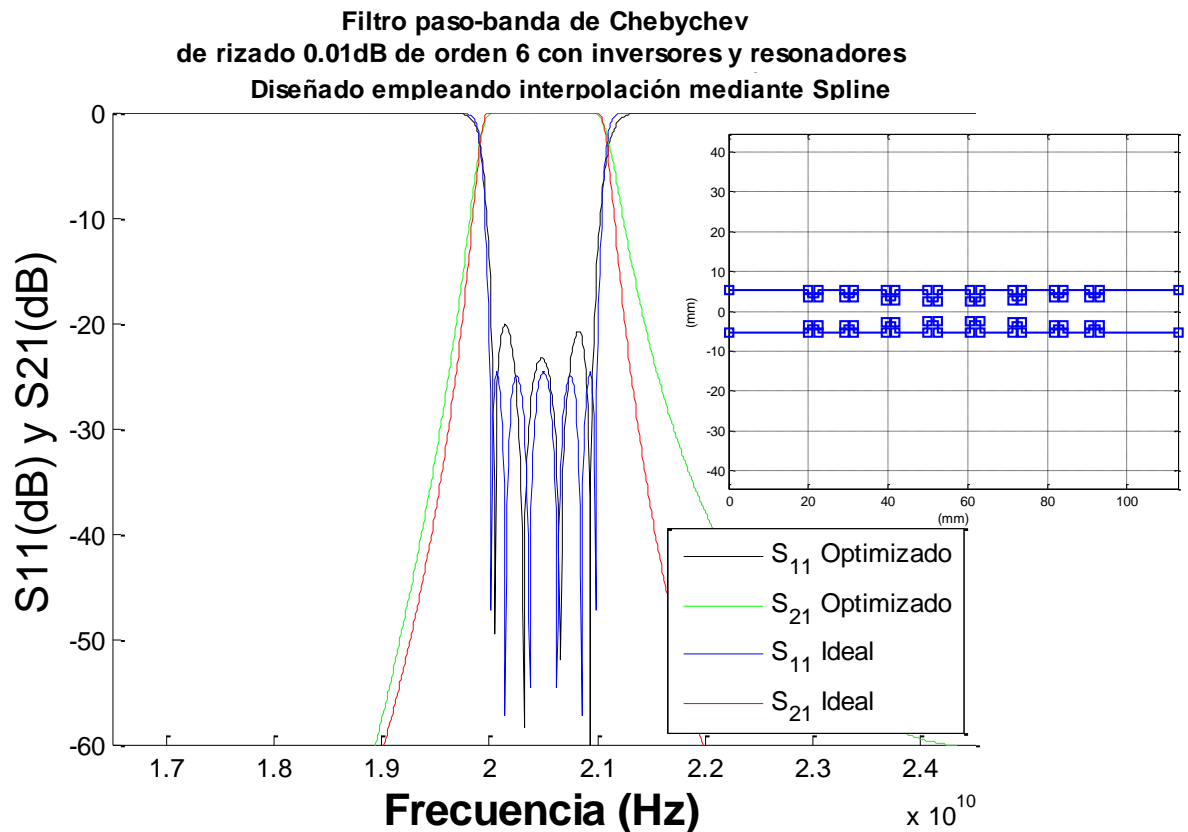


Figura 62. Comparativa Filtro 3-Pool 1 Optimizado vs Ideal

El error que existía antes de la optimización era grande y su diseño requería de un ajuste considerable. Lo cual teniendo en cuenta que se trata de un orden 6 parece algo razonable, dado que a mayor número de cavidades mayor será el error producido en total. Sin embargo al aplicar el proceso de optimización (Figura 60) obtenemos una respuesta que se ajusta notablemente mejor a la proporcionada por el filtro ideal (Figura 61), tanto en los bordes de la banda de paso como en el rechazo deseado. Podemos concluir que la etapa de optimización es un recurso necesario en aras de confeccionar un filtro correcto ajustado a las especificaciones. Hay que destacar que este proceso se realiza de forma automática tanto las primeras etapas del diseño, como en su posterior optimización. La ejecución se realiza de forma desasistida lo cual permite un ahorro considerable de recursos proporcionando los resultados vistos hasta el momento.

Las dimensiones finales del filtro optimizado son las siguientes:

- Anchura de las cavidades en milímetros: 10.6700, 7.0604, 10.6700, 7.2022, 10.6700, 5.4905, 10.6700, 4.7828, 10.6700, 4.7828, 10.6700, 5.4905, 10.6700, 7.2022, 10.6700, 7.0604 y 10.6700.
- Longitud de las cavidades en milímetros: 20.0000, 2.5000, 6.3910, 2.5000, 7.9725, 2.5000, 7.9977, 2.5000, 8.3230, 2.5000, 7.9977, 2.5000, 7.9725, 2.5000, 6.3910, 2.5000 y 20.0000.
- Altura de las cavidades en milímetros: 4.32 para todas las secciones.

5. Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

Este proyecto se ha centrado en el diseño de filtros de microondas. En primer lugar se han diseñado varios filtros por el procedimiento tradicional, ciñendo la respuesta a las especificaciones y analizando el tiempo empleado en este proceso.

El objetivo inicial de este proyecto, era mejorar la eficiencia durante la etapa de diseño de filtros con distintas configuraciones. Por lo que se planteó aplicar técnicas de interpolación para la obtención de las distintas dimensiones del filtro. Dentro de las posibles técnicas de interpolación se abordaron las *Splines*.

En el capítulo 3 se realizó una comparativa para una única variable, entre la respuesta obtenida mediante el diseño con *Splines* y la respuesta real. Esto sirvió como primera aproximación de cara a estudiar la viabilidad de este procedimiento, que tal y como se demostró parece una buena alternativa para el diseño de filtros en distintas configuraciones. Esto implica, que a priori, una reducción de costes en base a reducir el tiempo necesario para la confección del filtro, es posible.

La siguiente iteración ha sido elevar el número de variables a interpolar, con el doble propósito de reducir drásticamente los tiempos de diseño y automatizar el proceso, el cual es un objetivo que entra dentro del alcance de este proyecto. Como se ha comentado, los resultados se alejaban de la respuesta esperada. Además se observó que la elección de los datos a partir de los cuales se aplica el proceso de interpolación, parece tener impacto directo sobre la respuesta del filtro. En el capítulo 4 se incluyeron comparativas del efecto que tiene escoger un conjunto de datos u otro.

La elaboración de un script explicado en el capítulo 4, que recibe los requisitos del filtro y proporciona las dimensiones y la respuesta asociada de la estructura, demuestra la optimización en el tiempo, así como el carácter desasistido del diseño.

Sin embargo dada la desviación en la respuesta ha sido necesario incluir una etapa de optimización, con la misión de ajustar la respuesta a las especificaciones. Para ello, se ha planteado un procedimiento mediante el cual, a través de la función de coste propuesta, se logran resultados válidos para las restricciones impuestas.

En base a lo anterior podemos concluir, que la interpolación mediante *Splines*, es una herramienta válida para el diseño de filtros, pero que depende del conjunto de datos empleado, así como del número de variables incógnita. En función de estas dos configuraciones, los filtros diseñados cumplirán con mayor o menor precisión las restricciones impuestas, y será necesaria una fase de optimización, más compleja en el segundo caso.

5.2 Trabajo Futuro

Como línea de trabajo más inmediata, se plantea estudiar el comportamiento para filtros de guía de onda circular y coaxial, comparando los resultados con los obtenidos para guías de onda rectangular. En adición a esto, realizar un análisis más exhaustivo sobre el impacto que tiene tanto el número de variables como el conjunto de datos empleado.

6. Bibliografía

- [1] **Juan Córcoles Ortega**. "Electrónica de comunicaciones" 2013. Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [2] **Diego Barrio Tejedor**. "Diseño de un array lineal de ranuras con polarización dual sobre sustrato para banda Ku". Trabajo fin de grado en Tecnologías y Servicios de Telecomunicación Universidad Autónoma de Madrid, Julio 2014.
- [3] **Jorge A. Ruiz Cruz**. "Medios de transmisión, 2013. Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [4] <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/frequency-letter-bands>, Tablas de frecuencias asociadas a cada banda.
- [5] **David M. Pozar**. "Microwave Engineering", 4ed Wiley 2012
- [6] **Jorge A. Ruiz Cruz, Juan Córcoles Ortega**. "Dispositivos de radiocomunicaciones". Asignatura de Máster de Ingeniería de Telecomunicación, Universidad Autónoma de Madrid 2016.
- [7] **CST Computing Simulation Technology**
- [8] **Jorge A. Ruiz Cruz**. "Medios de transmisión", 2013. Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [9] **Giuseppe Conciauro, Marco Guglielmi, Roberto Sorrentino**. "Advanced Modal Analysis", Wiley Feb 2000
- [10] **Pablo Pascual García**. "Modelos de análisis y diseño de dispositivos en guía integrada en sustrato para banda Ku". Proyecto final de carrera en Ingeniería de Telecomunicación, Universidad Autónoma de Madrid 2012.
- [11] **Jorge A. Ruiz Cruz**. "Fundamentos de transmisión y propagación de ondas", 2013. Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [12] **George Matthaei, Leo Young, EMT Jones**. "Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures" 1961.